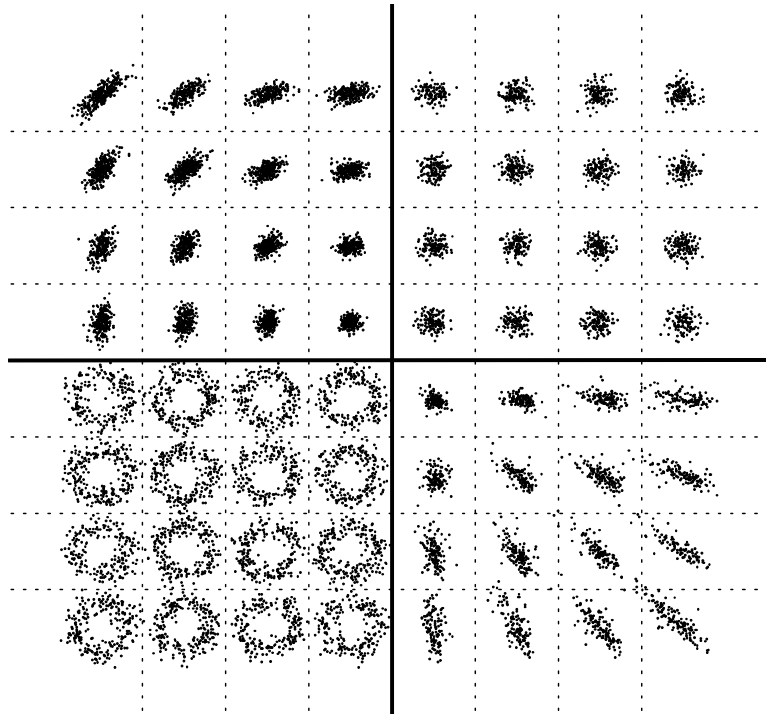


Übertragung von hochratigen Datensignalen in Breitbandkommunikationsnetzen



von

Dirk Jaeger

1998

In Erinnerung an

meine Mutter Edda Jaeger geb. Bekehr,
meinen Vater Friedrich-Wilhelm Jaeger

und an Gunnar.

Für Mücke, Timo und Arne

Übertragung von hochratigen Datensignalen in Breitbandkommunikationsnetzen

Von der Gemeinsamen Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.- Ing. Dirk Jaeger

aus

Helmstedt

eingereicht am:	2. Februar 1998
mündliche Prüfung am:	17. Juni 1998
Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. U. Reimers
Mitberichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. W. Kowalsky
Vorsitzender:	Prof. em. Dr.-Ing. H. Schönfelder

1998

Jaeger, Dirk:
Übertragung von hochratigen Datensignalen
in Breitbandkommunikationsnetzen.

Technische Universität Braunschweig,
Institut für Nachrichtentechnik
Schleinitzstraße 22
D-38092 Braunschweig
Fax: +49 (0)531 391 5192
E-mail: d.jaeger@tu-bs.de

ISBN 3-00-003626-1

1. Auflage, Selbstverlag

Copyright © by Dirk Jaeger

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung liegen ausschließlich beim Autor selbst.

Druck und Verarbeitung:

Schmidt Buchbinderei & Druckerei, Hamburger Straße 267, D-38114 Braunschweig

Druck auf chorfrei gebleichtem Papier

Vorwort und Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand innerhalb meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik der Technischen Universität Braunschweig. Während dieser Zeit entwickelte sich die für die hochratige Übertragung von digitalen Signalen in Breitbandkommunikationsnetzen vom DVB-Projekt spezifizierte Technik bis zur Marktreife. Gleichzeitig traten in meinem privaten Leben verschiedene Veränderungen ein, die mich zwangen, die mir für die Durchführung der Forschungsarbeiten zur Verfügung stehende Zeit sehr flexibel einzuteilen. Dies war allerdings nur möglich, weil verschiedene Personen in meinem beruflichen und privaten Umfeld mir Verständnis entgegenbrachten und auf diese Situation Rücksicht nahmen oder mir Unterstützung zuteil werden ließen.

In ganz besonderem Maße treffen diese Merkmale auf meinen verehrten Doktorvater Herrn Universitätsprofessor Dr.-Ing. U. Reimers zu, dem ich sehr für die Anregung zu dieser Arbeit, für sein großes Engagement und für die ausgezeichneten Arbeitsmöglichkeiten danke, die mir an seinem Institut gewährt wurden. Mein besonderer Dank gilt seiner wohlwollenden Förderung sowie der kritischen und gründlichen Durchsicht des Manuskriptes. Außerdem hätte ich - als Familienvater - ohne die von ihm akquirierten finanziellen Mittel praktisch keine Möglichkeit gehabt, die Arbeit in diesem Umfang durchzuführen.

Herrn Universitätsprofessor Dr.-Ing. W. Kowalsky danke ich für sein Interesse an meiner Arbeit und für die gründliche und rasche Durchsicht meines Manuskriptes.

Darüber hinaus gilt mein Dank Herrn Universitätsprofessor Dr.-Ing. H. Schönfelder für die Übernahme des Vorsitzes der Promotionskommission.

Herr Dipl.-Ing. A. Roy nahm sich die Zeit, das Manuskript auf technische Verständlichkeit zu überprüfen, obwohl er selbst mitten in den Prüfungsvorbereitungen seiner eigenen Dissertation steckte. Frau A. Kampendonk investierte in die sorgfältige Durchsicht meiner Arbeit viel Zeit. Beiden gebührt mein herzlichster Dank.

Bei der Entwicklung der Hardware und des Simulationsprogramms halfen mir über 26 Studenten. Ihnen allen und besonders Herrn Dipl.-Ing. Peter Schlegel, der mich bei der Inbetriebnahme der Schaltungen sehr unterstützte, gilt mein aufrichtiger Dank.

Alle Mitarbeiterinnen und Mitarbeiter des Instituts waren ebenso wie die Mitglieder des Technischen Komitees der EuroCableLabs sowie Mitarbeiter der Firma Fuba stets bereit, mit mir fachliche Diskussionen zu führen und mir praktische Ratschläge zu geben. Insbesondere haben mir Frau Patermann bei der Beschaffung von Literatur und Frau Bruhn, Frau Brandt und Frau Sengpiel bei sehr vielen organisatorischen Dingen geholfen und mir dadurch mehr Zeit gegeben, mich meiner Forschungsarbeit zu widmen. Bei Ihnen allen bedanke ich mich ganz herzlich.

Mein spezieller Dank gilt dem damaligen BMFT für seine finanzielle Unterstützung der innerhalb des ^HDTV_T-Projektes durchgeführten Arbeiten, dem HHI für die Projektleitung und der DLR für die konstruktiv-kritische Projektbegleitung.

Schließlich möchte ich mich ganz besonders bei meiner Frau Birgit und bei meinen beiden Söhnen Timo und Arne bedanken, die mich während der Zeit von einigen väterlichen Pflichten entbunden haben.

Braunschweig, im Oktober 1998

Dirk Jaeger

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	11
2	Breitbandkommunikations-(BK-)Netze	14
2.1	Struktur und Aufbau	16
2.2	Güteparameter einer Bezugskette für analoge Signale	19
3	DVB-C-Spezifikation für die Übertragung von digitalen Signalen in BK-Netzen	21
3.1	Struktur des Datenstroms	21
3.2	Kanalcodierung	22
3.3	Modulation	24
3.4	Leistungsmerkmale	34
3.5	Bedeutung der in der analogen Bezugskette definierten Güteparameter für DVB-C	36
3.6	Weitere Anwendungen des DVB-C-Systems	38
4	Digitale Übertragung im BK-Netz - Simulation, Realisierung, Analyse	40
4.1	Simulation des Übertragungssystems	41
4.2	Entwicklung des DVB-C-Senders in Hardware	43
4.2.1	Kanalcodierung	44
4.2.2	Modulation	45
4.3	Auslegung des Laborkabelnetzes	50
4.3.1	Kabelkopfstelle	50
4.3.2	Netzebene 3	51
4.3.3	Netzebene 4	52
4.4	Entwicklung des DVB-C-Empfängers in Hardware	53
4.4.1	Analoge Vorverarbeitung	53
4.4.2	Demodulator	56
4.4.3	Fehlerkorrektur	59

5	Übertragungsstörungen und ihre Auswirkungen auf DVB-C-Signale ..	63
5.1	Additives weißes gaußförmiges Rauschen	65
5.1.1	Definition des Signal-Rausch-Abstands	66
5.1.2	Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei AWGN-Störungen	67
5.2	Phasenrauschen	69
5.2.1	Definition des „Phase Jitter“	69
5.2.2	Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei Störungen durch Phasenrauschen	70
5.2.3	Zusammenhang zwischen „Phase Jitter“ und „Modulation Error Ratio“	73
5.3	Schmalband-Interferenzen	77
5.3.1	Berechnung des Signal-Interferenz-Abstandes	78
5.3.2	Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch sinusförmige Störungen	79
5.4	Gleichkanalstörungen durch terrestrische Rundfunksignale	84
5.5	Reflexionen	88
5.5.1	Kurzzeit-Reflexionen mit Laufzeiten kürzer als die Symboldauer	90
5.5.2	Langzeit-Reflexionen mit Laufzeiten länger als die Symboldauer	93
5.5.3	Auswirkungen von Reflexionen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit	94
5.6	Intermodulationsstörungen zwischen DVB-C-Signalen	96
5.6.1	Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung	97
5.6.1.1	Klassifizierung von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung	97
5.6.1.2	Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung	101
5.6.2	Intermodulationsstörungen dritter Ordnung	103
5.6.2.1	Klassifizierung von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung	104
5.6.2.2	Auswirkungen der Kreuzmodulationsprodukte im Signalraum	109
5.6.2.3	Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch Intermodulationsstörungen dritter Ordnung	111
6	Empfehlungen für die Auslegung einer DVB-Bezugskette	115
6.1	Gemischte Belegung mit PAL- und DVB-C-Signalen	117
6.2	Belegung nur mit DVB-C-Signalen	125
7	Zusammenfassung	130
Anhang A	133
	Berechnung der Eigenschaften von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung	133
	Zeitsignale der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung	133
	Analyse der Teilprodukte zweiter Ordnung	134
	Statistische Eigenschaften der Teilprodukte zweiter Ordnung	135
	Autokorrelationsfunktionen der Teilprodukte zweiter Ordnung	137
	Berechnung der spektralen Leistungsdichten der Teilprodukte zweiter Ordnung	138
	Spektrale Leistungsdichten der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung	140

Anhang B	144
Berechnung der Eigenschaften von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung	144
Zeitsignale der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung	144
Analyse der Teilprodukte dritter Ordnung	146
Statistische Eigenschaften der Teilprodukte dritter Ordnung	147
Autokorrelationsfunktionen der Teilprodukte dritter Ordnung	151
Berechnung der spektralen Leistungsdichten der Teilprodukte dritter Ordnung	152
Spektrale Leistungsdichten der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung	156
Anhang C	161
Veränderung des effektiven Signal-Rausch-Abstandes durch	
Kurzzeit-Reflexionen	161
Anhang D	162
Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichten der Nutzsignale und deren	
Intermodulationsprodukte bei verschiedenen Kanalbelegungen eines BK-Netzes	163
Anhang E	166
Technische Daten der im Kabelsimulator verwendeten Kabeltypen	166
Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	167
Symbole	167
Abkürzungen	170
Literaturverzeichnis.....	173

1 Einleitung

Die Einführung eines digitalen Fernsehsystems wird seit vielen Jahren ernsthaft diskutiert und von den meisten Experten als sicher vorausgesagt. Sowohl für die Bildverarbeitung als auch für die Übertragungstechnik wurden leistungsfähige und zugleich sehr komplexe Algorithmen entwickelt, von denen nur einige wenige Anwendung fanden, z.B. im Bereich der Studioteknik. Erst mit zunehmendem technologischen Fortschritt bei der Integration der komplexen Verarbeitungsalgorithmen in integrierte Schaltkreise (ICs) wurden diese Techniken für viele Benutzer zugänglich gemacht [SCHÖNFD3]. Mit der Möglichkeit, einen nach dem MPEG-2-Verfahren arbeitenden Decoder in hohen Stückzahlen zu produzieren, wurde eine wichtige Voraussetzung für die Einführung eines digitalen Fernseh-Rundfunksystems geschaffen.

In dem Zeitraum zwischen 1990 bis 1992 formierten sich in Europa einige nationale und europäische Projekte, in denen Übertragungstechniken entwickelt wurden, die der Verteilung digitaler Fernsehsignale, und zwar in erster Linie durch terrestrische Funkkanäle dienten. Untersuchungen zur Übertragung digitaler Fernsehsignale in Kabelnetzen gab es in Europa während dieser Zeit kaum. In Amerika wurde ebenfalls schwerpunktmäßig an einem terrestrischen Übertragungssystem gearbeitet.

Die derzeitigen Entwicklungen innerhalb und außerhalb Europas wurden mit Hinblick auf die zukünftige Einführung eines digitalen Fernsehsystems durch die „Working Group on Digital Television Broadcasting“ (WGDTB) analysiert. Im November 1992 veröffentlichte dieses Gremium in seinem „Report to the European Launching Group on the Prospects for Digital Terrestrial Television“ [WGDTB] entsprechende Empfehlungen. Dieser Bericht hatte eine allgemein motivierende Wirkung, so daß sich viele auf dem Gebiet arbeitende Institutionen europaweit im „Digital Video Broadcasting“-(DVB-)Projekt organisierten mit dem Ziel, eine kommerziell nutzbare Technik in einem absehbaren Zeitraum zur Verfügung zu stellen. Die Verteilung von digitalen Fernseh- und Datensignalen über Kabelnetze wurde durch das DVB-Projekt mit sehr hoher Priorität bearbeitet. Hieraus resultierte die sogenannte DVB-C-Spezifikation, deren erste Version im Frühjahr 1994 vorlag [REIMERS3].

Eine Verteilung von digitalen Rundfunksignalen durch „Kabelfernsehtetze“ hat den Vorteil, daß die häufig vorhandenen oder nur mit geringem technischen Aufwand bereitzustellenden freien Übertragungskapazitäten praktisch sofort nutzbar werden. „Kabelfernsehtetze“ gibt es in sehr vielen unterschiedlichen Strukturen wie der der HFC-(„Hybrid Fiber Coax“-)Netze,

die aus miteinander kombinierten Glasfaserstrecken und Koaxialkabeln bestehen und an die sehr viele Teilnehmer angeschlossen werden können, und derjenigen der Großgemeinschaftsantennenanlagen (GGA), die häufig nur wenige Wohneinheiten mit einer Kopfstelle verbinden. Am Beispiel der nationalen Bezugskette wird in Kapitel 2 der prinzipielle Aufbau eines „Kabelfernsehnetzes“ erläutert. Ein Auszug der wichtigsten Qualitätsmerkmale der Bezugskette, die für eine kabelgebundene Übertragung vom Studio bis zum Teilnehmer bisher nur für analoge Signale gelten, wird ebenfalls vorgestellt. Weil aufgrund der besonderen Güte der Netze neben den Rundfunkdiensten auch Kommunikationsdienste bereitgestellt werden können, wird im folgenden die geläufige Bezeichnung Breitbandkommunikations-(BK-)Netz verwendet.

Die Beschreibung der DVB-C-Spezifikation folgt in Kapitel 3. DVB-C ist ein typisches Beispiel eines Verarbeitungsalgorithmus, der speziell für eine Übertragung von digitalen Datensignalen in Kabelnetzen entwickelt wurde, und setzt sich im wesentlichen aus den beiden Verarbeitungsblöcken Kanalcodierung¹ und Modulation zusammen. Die Kanalcodierung liefert 8 bit breite Datenwörter, die durch den Modulator an die analogen Eigenschaften des Übertragungskanals adaptiert werden. Die in Kapitel 3 durchgeführte mathematische Beschreibung des DVB-C-Signals, auf die in den späteren Kapiteln häufig zurückgegriffen wird, ist allgemein gültig und kann prinzipiell auf alle Signale angewendet werden, die nach dem Verfahren der Quadratur-Amplitudenmodulation übertragen werden. Nach der Vorstellung der vom DVB-Projekt spezifizierten Verarbeitungsschritte werden die Leistungsmerkmale der DVB-C-Signale analysiert und die für die Übertragung von analogen Signalen festgelegten Gütemerkmale der analogen Bezugskette auf Werte umgerechnet, die für die DVB-C-Signale bei einer Einspeisung in BK-Netze gültig sind.

Im Rahmen der Arbeiten innerhalb des vom Bundesministerium für Bildung, Forschung und Technologie (BMBF) geförderten Projektes „Hierarchical Digital Television Transmission“ (^HDTV_T) entstand am Institut für Nachrichtentechnik der Technischen Universität Braunschweig ein Übertragungssystem bestehend aus einem DVB-C-Sender, einem Kabelnetz und einem DVB-C-Empfänger sowohl in Software als auch in Hardware. Sehr viele der für den Aufbau notwendigen Entwicklungen in Software und in Hardware wurden von Studenten im Rahmen ihrer studentischen Arbeiten und diplomierten Hilfswissenschaftlern durchgeführt, die jeweils etwa ein halbes Jahr am Institut für Nachrichtentechnik beschäftigt waren. Insgesamt haben über zwanzig Studenten und sechs Hilfswissenschaftler an dem Projekt mitgearbeitet. Dieser personelle Aufwand entspricht einer Ingenieursleistung von über zwölf Mannjahren. Die Ergebnisse der Tätigkeiten sind so umfangreich, daß eine detaillierte Beschreibung sowohl des Simulationsprogramms als auch der für die praktischen Tests notwendigen Kabelinfrastruktur innerhalb dieser Arbeit nicht erfolgen kann. In Kapitel 4

1 Die Bezeichnung „Kanalcodierung“ wird in dieser Ausarbeitung als Oberbegriff für alle Verarbeitungsblöcke verwendet, in denen die digitalen Datenwörter nicht den Charakter von Signalamplituden haben, sondern binär verarbeitet werden. Der Begriff „Fehlerschutzcodierung“ wird in der Literatur ebenfalls häufig benutzt.

werden deshalb nur die in Software und in Hardware realisierten Gesamtsysteme vorgestellt. Bereits während des Zeitraums der Projektarbeiten (1.10.1993 - 29.2.1996) wurden mit dem Laboraufbau (siehe **Abbildung 4.1**) die ersten wissenschaftlichen Untersuchungen durchgeführt und deren Ergebnisse veröffentlicht (z. B. [JAEGER1], [JAEGER3]).

Nach Beendigung des ^HDTV_T-Projektes wurden die Kabelinfrastruktur weiter ausgebaut und die Arbeiten auf dem Gebiet der Analyse von Übertragungsfehlern bei einer DVB-C-Übertragung intensiv fortgesetzt. In Kapitel 5 werden die am häufigsten bei einer Verteilung von Signalen in Kabelnetzen auftretenden Störungen untersucht. Sie haben verschiedene physikalische Erscheinungsformen und verformen dadurch den Signalraum des empfangenen DVB-C-Signals unterschiedlich. Diese Verformungen werden zur Analyse der Störauswirkungen herangezogen. Dabei werden sechs charakteristische Störeeigenschaften identifiziert. Als Qualitätsmerkmal für die Bewertung einer Störung dient die Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Die Intermodulationsproblematik wird besonders intensiv untersucht; die zu diesem Thema durchgeführten Berechnungen sind in Anhang A und Anhang B zu finden. Alle Ergebnisse wurden mit dem oben beschriebenen Laboraufbau und unter Verwendung eines zusätzlichen, für den professionellen Einsatz entwickelten Empfängers der Firma Fuba überprüft.

In Kapitel 6 wird die Überlagerung von verschiedenen Störungen diskutiert. Dabei muß zwischen zwei Anwendungsfällen unterschieden werden. Zum einen ist eine gemischte Übertragung von PAL- und DVB-C-Signalen zu untersuchen. Zum anderen ist es denkbar, daß in einigen Kabelstrecken ausschließlich DVB-C-Signale übertragen werden, wodurch sich für diese Bereiche auf die DVB-C-Signale zugeschnittene Qualitätsanforderungen ergeben. Bedingt durch die im Rahmen der EuroCableLabs durchgeführten Arbeiten, konnten mittels der intensiven Kontakte zu zahlreichen Mitgliedern der „European Cable Communications Association“ (ECCA) viele praktische Erfahrungen gewonnen werden, die sich in den durchgeführten Ausarbeitungen von Empfehlungen für die Auslegung einer auf DVB-C zugeschnittenen digitalen „DVB-Bezugskette“ niederschlagen.

Für die Verteilung von digitalen Daten- und Fernsehsignalen über BK-Netze werden in Europa Systeme eingesetzt, die eine Signalverarbeitung entsprechend der DVB-C-Spezifikation durchführen. Das Europäische Parlament hat im Jahre 1995 die dafür erforderlichen rechtlichen Grundlagen geschaffen. Nach der europäischen Direktive [EURO] darf die Bereitstellung eines digitalen Fernseh-Rundfunkdienstes nur unter Verwendung eines europäischen Standards erfolgen. Obwohl erste Fernsehprogramme derzeit in vielen BK-Netzen entsprechend der DVB-C-Spezifikation übertragen werden, fehlen noch immer Richtlinien, die sowohl die Übertragungstechnischen Mindestanforderungen der BK-Netze für eine DVB-C-Übertragung in Form einer DVB-Bezugskette als auch eine Störbeeinflussung zwischen den PAL-Signalen und den DVB-C-Signalen festlegen. Dieses Defizit resultiert aus der Tatsache, daß in Fachkreisen die Störbeeinflussungen von DVB-C-Signalen und durch DVB-C-Signale bisher nicht ausreichend bekannt waren, und stellt eine Lücke dar, die durch die vorliegende Arbeit geschlossen werden soll.

2 Breitbandkommunikations-(BK-)Netze

Die geschichtliche Entwicklung der Breitbandkommunikations-(BK-)Netze begann in den Vereinigten Staaten von Amerika. Seit den 1930er Jahren waren einzelne Antennen für den Empfang von terrestrischen Rundfunksignalen auf Hausdächern installiert, bei denen die Antenneneinheiten durch Koaxialkabel mit den jeweiligen Empfängern verbunden waren. Durch diese Konstellation konnten die Fernsehteilnehmer in einigen für die Ausbreitung der Rundfunksignale ungünstig gelegenen Gebirgsregionen jedoch nur mit Signalen versorgt werden, die eine unzureichende Bildqualität lieferten. Aus dieser unbefriedigenden Situation heraus entstand die Idee, eine einzige Antenne für eine gesamte Ortschaft an einem für den Empfang günstigen Standort aufzustellen und die empfangenen Signale durch ein Kabelnetz in der gesamten Ortschaft zu verteilen. Diese Antennenanlagen wurden als „Community Antenna TeleVision - CATV¹“ (Gemeinschaftsantennenanlagen) bezeichnet [FUBA1]. Der Begriff CATV wird noch heute oft zur Bezeichnung von Fernsehkabelnetzen verwendet.

Gemeinschaftsantennenanlagen wurden in Europa zuerst in der Schweiz installiert. Auch hier wollte man die unzureichende Qualität der empfangenen Signale verbessern, die in vielen Gebirgstälern aus den schlechten Empfangsbedingungen resultierte. Der Schweiz folgten andere Staaten wie Holland, Belgien und Luxemburg. In diesen Staaten war allerdings für die Errichtung die Frequenzökonomie ausschlaggebend, die durch die kabelgebundene Übertragung erreicht werden konnte. Es entstanden auf diese Weise Möglichkeiten, Fernsehprogramme aus den jeweiligen Nachbarstaaten mit zu übertragen. Per terrestrischer Rundfunkausstrahlung war dies, bedingt durch die begrenzten zur Verfügung stehenden Frequenzressourcen, nicht möglich.

Der Aufbau von Gemeinschaftsantennenanlagen begann in Deutschland etwa Anfang der 1970er Jahre, unter anderem in Wulfen (Landkreis Recklinghausen) und in Rosenheim. 1972 stellte der im Jahre 1970 von der ARD gegründete „Arbeitskreis für Informationen über neue Entwicklungen auf dem Rundfunkgebiet“ fest, daß bereits ca. 2 Millionen Fernsehhaushalte (das waren damals immerhin 12 % aller Fernsehhaushalte) an Gemeinschaftsantennenanlagen angeschlossen waren. Viele dieser vornehmlich auf private Initiative entstandenen Einzelanlagen wurden in den folgenden Jahren durch die Deutsche Bundespost über ein Verbindungsliniennetz zusammengefaßt. So entstanden die BK-Netze. Sie entwickelten sich in umgekehrter Reihenfolge wie die Fernsprechnetze, bei denen zuerst die Stammleitungen der

¹ CATV steht häufig auch für „Community Authority TeleVision“.

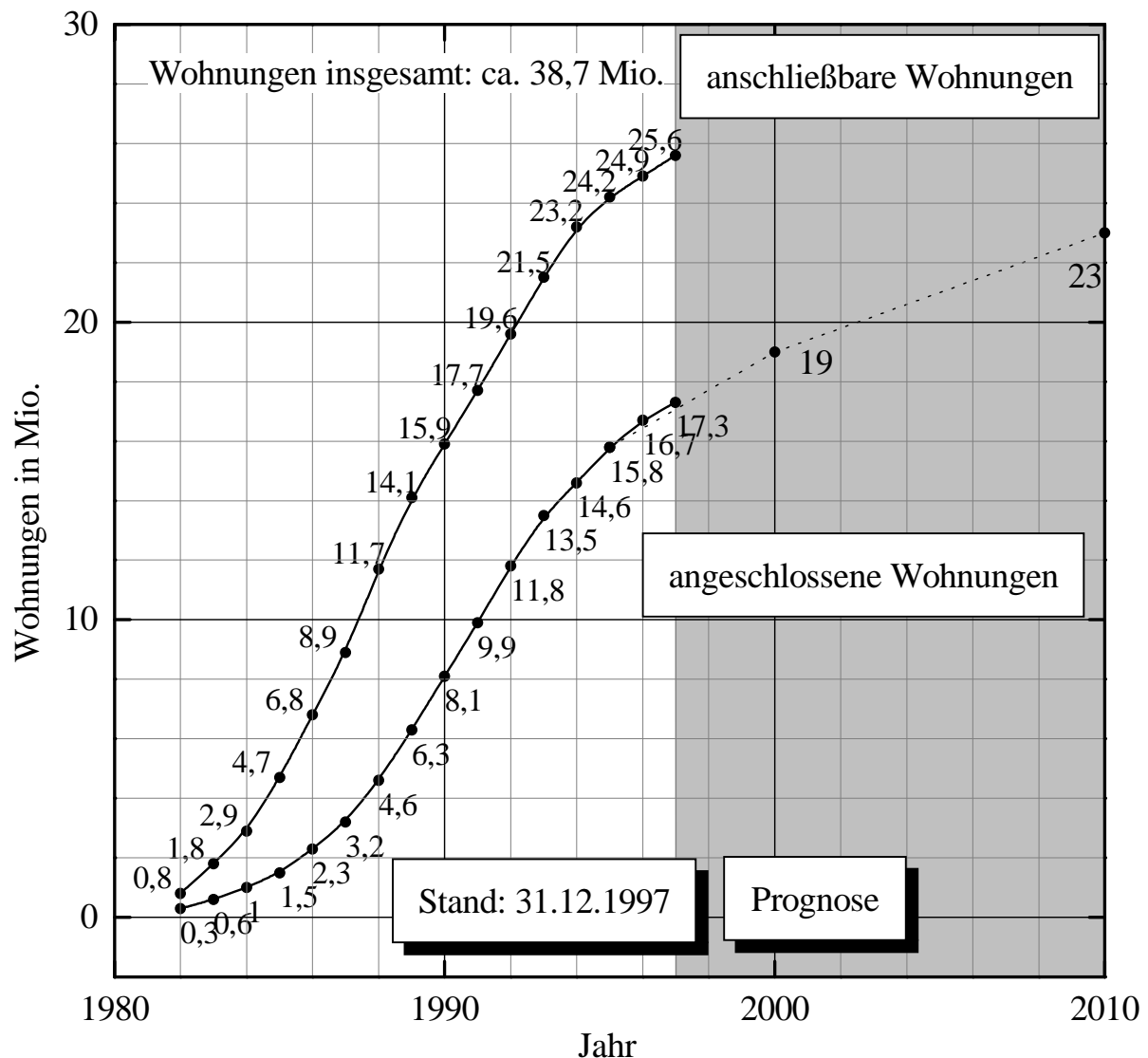


Abbildung 2.1: Ausbau und Akzeptanz der BK-Netze in Deutschland

{Quellen: [DTAGI], [URBANA]}

Deutschen Bundespost verlegt wurden und anschließend private Nebenstellenanlagen entstanden. In den 1980er Jahren begann der kontinuierliche Ausbau der BK-Netze, der in **Abbildung 2.1** durch die Anzahl der anschließbaren Wohnungen gezeigt wird. Im Jahre 1996 konnten 24,9 Mio. Wohnungen und damit 66,6 % aller deutschen Haushalte über die BK-Netze mit Fernsehsignalen versorgt werden. Die Akzeptanz des Systems in der Bevölkerung wird in **Abbildung 2.1** durch die Anzahl der angeschlossenen Wohnungen verdeutlicht. Im Jahre 1996 waren etwa 66,9 % aller anschließbaren Wohnungen auch tatsächlich angeschlossen [DTAGI], und die Anzahl soll nach Meinung des Basler Prognos-Instituts bis in das nächste Jahrtausend hinein stetig ansteigen [URBANA].

Die oben erläuterte historische Entwicklung spiegelt sich noch heute in den Strukturen vieler BK-Netze wider. Die flächendeckende Verteilung der Signale wird in den höheren Netzebenen durch die Deutsche Telekom durchgeführt, während private Netzbetreiber häufig

die Anschlußliniennetze mit direktem Zugriff auf die Endverbraucher besitzen. Diese Konstellation bildet zwar durchaus den Regelfall, es gibt jedoch auch Ausnahmen, die vornehmlich in den neuen Bundesländern anzutreffen sind. Innerhalb der einzelnen Netzabschnitte sind in den letzten Jahren starke strukturelle Veränderungen eingetreten. Hierfür sind verschiedene Gründe verantwortlich, von denen im folgenden nur zwei als Beispiel angesprochen werden sollen:

1. Moderne BK-Netze werden in der Regel nicht mehr in der herkömmlichen Baumstruktur geplant, sondern in der sogenannten Sternstruktur oder in einer Kombination aus beiden Strukturen. Dies gilt insbesondere für die Anschlußliniennetze.
2. Die Einführung von optischen Übertragungstechniken hat neue Möglichkeiten geschaffen, lange Übertragungsabschnitte ohne eine große Anzahl von kaskadierten Verstärkern aufzubauen. Dies führte zu Installationen von „Hybrid Fiber Coax“- (HFC-) Netzen.

Weil sich einzelne Netzabschnitte heutiger BK-Netze von Fall zu Fall stark unterscheiden können, ist es nicht möglich, eine allgemeingültige und typische Netzstruktur eines BK-Netzes zu definieren. Die hypothetische nationale Bezugskette legt in Deutschland die Güteigenschaften für die kabelgebundene Übertragung der analogen Rundfunksignale vom Studio bis zu den Endgeräten fest [FTZI] und dient somit als Referenzmodell für die bestehenden Kabelnetze. Deshalb sollen die Struktur der Bezugskette im folgenden Abschnitt 2.1 und ein Auszug aus den von ihr garantierten Güteparametern in Abschnitt 2.2 vorgestellt werden.

2.1 Struktur und Aufbau

Die nationale Bezugskette für analoge Signale, so wie sie in [FTZI] definiert ist, teilt die kabelgebundene Übertragung der analogen Fernseh- und Tonrundfunksignale vom Studio bis zum Endgerät in vier Abschnitte auf. **Abbildung 2.2** zeigt diese Aufteilung in einer etwas vereinfachten, dafür jedoch sehr anschaulichen Darstellung.

1. Den überregionalen Abschnitt (Netzebene 1 {NE1}) bildet die bundesweite Verkehrsverbindungsebene mit einer Ausdehnung von etwa 840 km. In ihm erfolgt eine Zuführung von einem Studio 1 zu einem Studio 2 oder zum öffentlichen Netz (TV-Schaltstelle). Derzeit sind in diesem Abschnitt z.B. B-ISDN- und ATM-Verbindungen, aber auch Richtfunk- und Satellitenstrecken im Einsatz.

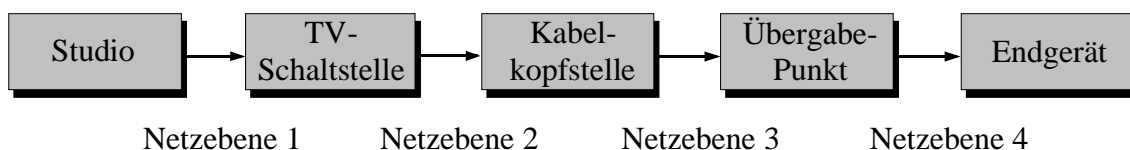


Abbildung 2.2: Bezugskette für die kabelgebundene Übertragung von analogen Rundfunksignalen

2. Der regionale Abschnitt (Netzebene 2 {NE2}) unterteilt sich in die Netzebenen 2.1 und 2.2a bis 2.2d. Es findet in ihm die Verteilung der Signale an die Einspeisepunkte der BK-Netze statt, die über das gesamte Bundesgebiet verteilt sind. Es können verschiedene Techniken zum Einsatz kommen: Richtfunk, terrestrische oder kabelgebundene Übertragung, die Übertragung per Lichtwellenleiter oder auch über Satellit. In den einzelnen Teilabschnitten können jeweils verschiedene Übertragungsverfahren angewendet werden.
3. Der Ortsabschnitt 1 (Netzebene 3 {NE3}) wird i. allg. durch das BK-Netz der Deutschen Telekom gebildet. Er hat nach der Definition der Bezugskette einen baumförmigen Aufbau, der sich in die vier Unternetzebenen A, B, C und D unterteilt (siehe auch [KENTER], [STEKLE]). **Abbildung 2.3** soll einen Ast dieser Struktur als Beispiel darstellen.

In der *Kabelkopf-stelle*¹ werden die durch die höheren Netzabschnitte zugeführten Signale empfangen und für die Einspeisung in das BK-Netz aufbereitet. Die für die Verteilung der Fernsehsignale vorgesehenen Frequenzbereiche liegen in der Regel zwischen 47 MHz und 450 MHz. Bis 300 MHz erfolgt die Belegung der TV-Kanäle

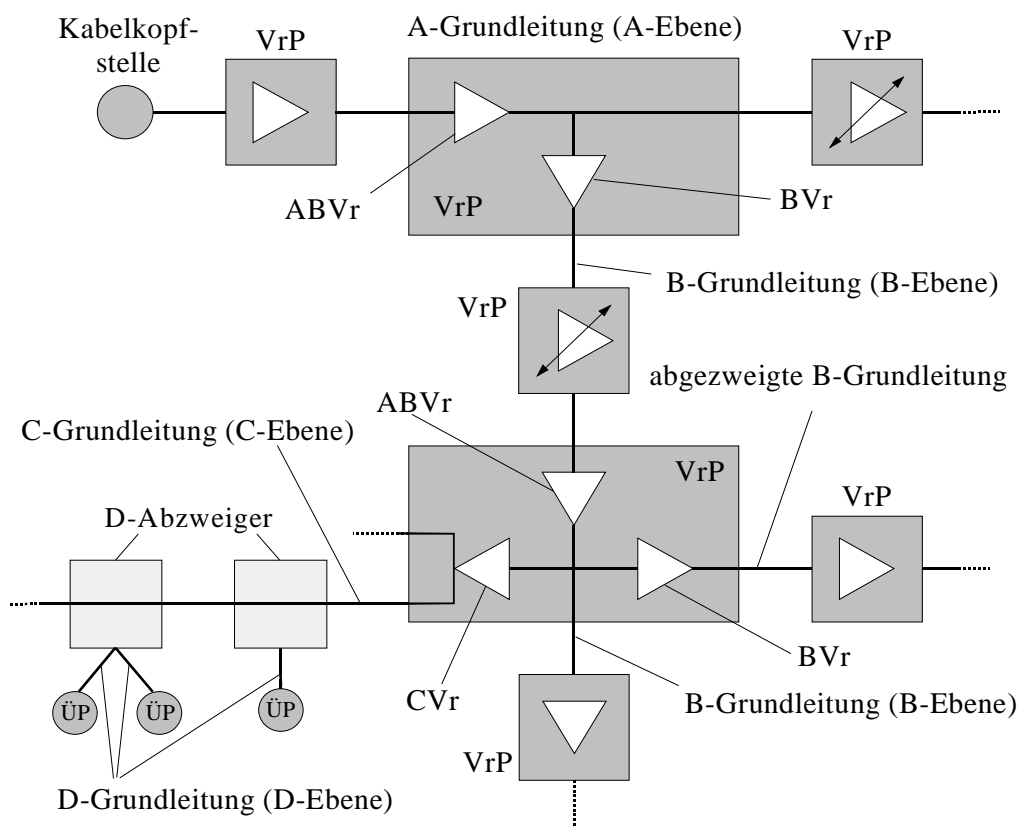


Abbildung 2.3: Struktur der Netzebene 3 der Bezugskette

¹ Die offizielle Bezeichnung lautet je nach Lage innerhalb der Netzebene 2: BK-Verstärkerstelle (BKVrSt), übergeordnete BK-Verstärkerstelle (üBKVrSt) oder benutzerseitige BK-Verstärkerstelle (bBKVrSt).

ausschließlich mit analogen PAL-Signalen. Oberhalb von 302 MHz, im sogenannten Hyperband², werden derzeit häufig noch drei zusätzliche PAL-Signale eingespeist. Die Kanalbandbreite liegt hier bei 8 MHz. Außerdem wurde von der Deutschen Telekom im Juni 1997 zugesagt, in zwei weiteren Kanälen analoge PAL-Signale zu übertragen [DLM]. Die verbleibenden 13 Kanäle liegen im oberen Spektralbereich zwischen 342 MHz und 446 MHz und werden für die Übertragung von digitalen Fernseh- und Datensignalen genutzt. In diesem Frequenzbereich ist die frequenzabhängige Dämpfung der verwendeten Kabel höher als in den unteren Spektralbereichen. Deshalb wird im Sinne einer Vorkompensation ein auf die Bildträger der PAL-Signale bezogener, nach hohen Frequenzen ansteigender Betriebspegel vorgesehen, der im Kabelkanal 2 (47 MHz bis 54 MHz) 89 dB μ V und im Sonderkanal 37 (438 MHz bis 446 MHz) 93 dB μ V beträgt. Der Pegel für die DVB-C-Signale liegt bei der derzeitigen Verwendung einer 64-Quadratur-Amplitudenmodulation (64-QAM) (siehe Kapitel 3) um 10 dB darunter.

Die *Unternetzebene A* beginnt mit ihren Grundleitungen unmittelbar hinter der Kabelkopfstelle. Nach einer maximalen Kabellänge von 412 m ist ein erster Verstärkerpunkt installiert, der - wie alle folgenden Verstärkerpunkte - im wesentlichen aus einem Kabelentzerrer und einem AB-Verstärker besteht. Der Kabelentzerrer ist auf den verwendeten Kabeltyp und auf die Länge des vorgeschalteten Verstärkerfeldes abgestimmt, so daß alle Bildträger an seinem Ausgang einen nahezu konstanten Pegel besitzen. Der nachgeschaltete AB-Verstärker hat eine frequenzabhängige Verstärkung, die zwischen 14 dB bei 47 MHz und 18 dB bei 446 MHz liegt. Dadurch werden die ausgangsseitigen Bildträger wieder auf die obengenannten, mit der Preemphase behafteten Betriebspegel des Systems angehoben. In der Netzebene A können 20 Verstärkerpunkte hintereinander geschaltet werden, die jeweils durch einen Kabelstrang verbunden sind. Daraus resultiert für die A-Grundleitungen eine obere Längengrenze von etwa 8 km. Um ein temperaturabhängiges Driften der Verstärkungen zu verhindern, wird jeder dritte Verstärkerpunkt über Pilotträger amplitudengeregt. Die Pilotträger werden innerhalb der Kabelkopfstelle eingefügt. Sie haben eine Frequenz von 80,15 MHz bzw. 287,25 MHz. Der 287,25-MHz-Pilot wird gleichzeitig im Sonderkanal 19 als Bildträger benutzt. Ein dritter Pilotträger ist nicht in [FTZ1] definiert. Er befindet sich am oberen spektralen Ende des Hyperbandes bei 450 MHz.

Die *Unternetzebene B* schließt sich der Unternetzebene A an. In jedem A-Verstärkerpunkt kann das Signal mit 14 dB Dämpfung in die Unternetzebene B (oder auch direkt in die Unternetzebene C) ausgekoppelt werden. Der B-Verstärker hat die Aufgabe, die 14 dB Auskoppeldämpfung auszugleichen. Der weitere Aufbau der Unternetzebene B ist mit dem der Unternetzebene A identisch. Der C-Verstärker ist das letzte aktive Element des Ortsabschnitts 1. Er besitzt einen hohen Ausgangspegel, der je nach verwendetem Typ bis zu 108 dB μ V betragen kann.

¹ Die offizielle Bezeichnung ist: Erweiterter Sonderkanalbereich (ESB).

Die *Unternetzebene C* und die sich anschließende *Unternetzebene D* sind passiv ausgelegt. Der hohe Ausgangspegel des C-Verstärkers soll sicherstellen, daß sich die Signale nach dem Durchlaufen der beiden Netzebenen an den Übergabepunkten innerhalb eines in [FTZ2] garantierten Signalpegelbereiches befinden. Die Übergabepunkte bilden die Abschlüsse der Netzebene 3.

Der Ortsabschnitt 2 (Netzebene 4 {NE4}) beginnt direkt hinter einem Übergabepunkt. Er ist derjenige Abschnitt in der Bezugskette, der sowohl die vielfältigste Netzinfrastruktur als auch die unterschiedlichsten Qualitätsmerkmale aufweist. Die Vielfalt der Netzstrukturen begründet sich wie folgt: Zum einen kann ein Übergabepunkt sich beispielsweise in einem Keller eines Einfamilienhauses befinden. Zum anderen ist jedoch an einen Übergabepunkt sehr häufig ein privates Kabelnetz angeschlossen, welches nicht selten 500 oder 1000 Teilnehmer versorgt. Private Kabelnetze sind oft für eine Übertragung bis 862 MHz ausgerüstet und übertragen auch bereits analoge Fernsehsignale oberhalb von 450 MHz. Da diese Signale erst hinter dem Übergabepunkt in das hochfrequente Signalgemisch eingefügt werden können, haben größere private Kabelnetze häufig eigene Kopfstellen. Einem Übergabepunkt sind in der Regel ein oder mehrere Verstärker nachgeschaltet, so daß der Ortsabschnitt 2 normalerweise aktive Netzkomponenten besitzt. Die unterschiedlichen Qualitätsmerkmale ergeben sich durch die zum Teil unfachmännisch verlegten privaten Netze im Inneren der Wohnungen und Häuser und durch die Verwendung von qualitativ geringwertigen Komponenten. Der Ortsabschnitt 2 endet laut Bezugskette an den Eingängen der Endgeräte. Die Verbindungen zwischen den Teilnehmeranschlußdosen und den Endgeräten haben häufig eine besonders schlechte Qualität. Sie werden oft als „Netzebene 5“ bezeichnet. Diese Aufteilung ist jedoch durch die Bezugskette nicht vorgesehen und sei deshalb an dieser Stelle nur erwähnt.

2.2 Güteparameter einer Bezugskette für analoge Signale

Die Rundfunksignale durchlaufen bei der Übertragung von einem Studio bis zu einem Endgerät nacheinander die verschiedenen Netzebenen der Bezugskette. In jeder Netzebene können gleichzeitig unterschiedliche Störungen auftreten, die jeweils typische Signalverzerrungen hervorrufen. Getrennt nach der Art der Störungen wird durch die Bezugskette für jede Netzebene separat ein maximaler Grenzwert definiert. Die übertragungstechnischen Anforderungen, die an die einzelnen Netzebenen gestellt werden, verringern sich mit zunehmender Netzebenenhierarchie. **Tabelle 2.1** gibt die wichtigsten Güteparameter wieder, die für die Übertragung eines PAL-Fernsehsignals in den BK-Netzen vorgeschrieben werden. Die Daten wurden aus der FTZ-Richtlinie [FTZ1] und aus der Europäischen Norm [EN083] entnommen. Die einander in den beiden Dokumenten entsprechenden Vorgaben unterscheiden sich teilweise um wenige dB. In diesen Fällen wurden immer diejenigen Parameter ausgewählt, die zu einem weniger hochwertigen BK-Netz führen.

Die wichtigsten Übertragungsstörungen können grob in drei Kategorien eingeteilt werden. Zum einen überlagern sich den Nutzsignalen, die in dem betrachteten Fall durch die PAL-Signale dargestellt werden, Störsignale wie Rauschen oder Interferenzen. Zum anderen treten lineare und auch nichtlineare Signalverzerrungen auf, die durch die frequenzabhängige Verzerrung der Amplitude bzw. durch den Composite Second Order-Abstand und den Composite Triple Beat-Abstand beschrieben werden. Beide „Composite-Abstände“ sind logarithmische Angaben für das Verhältnis der Bildträgerleistung des Nutzsignals zur Leistung der durch nichtlineare Übertragungskennlinien entstehenden Intermodulationsprodukte zweiter bzw. dritter Ordnung. Für nähere Erläuterungen der einzelnen Störgrößen und deren Meßverfahren wird auf die beiden Literaturangaben verwiesen.

Gütemerkmale für PAL-Fernsehbildsignale	Kabel- kopf- stelle	Beitrag der NE 3	ÜP	Beitrag der NE 4	End- geräte- eingang
Frequenzabhängige Verzerrung der Amplitude / [dB]	+ 1,7 - 1,9	+ 0,7 - 0,9	+ 1,8 - 2,1	± 1,5	± 2,4
Thermischer Geräuschabstand / [dB] (Video, effektiv, begrenzt, bewertet bzw. trägerfrequentes C/N / [dB] ¹)	> 46,9 bzw. > 45,4	> 51 bzw. > 49,5	> 45,4 bzw. > 43,9	> 50,5 bzw. > 49	> 44,3 bzw. > 42,8
Composite Second Order-Abstand (CSOA) / [dB]					> 57
Composite Triple Beat-Abstand (CTBA) / [dB]					> 57
Einzelfrequenz- und Schmalband- Interferenzen / [dB]					> 57
Einstrahlungen von außen z.B. Gleichkanalstörungen / [dB]					> 57

Tabelle 2.1: Ausschnitt aus den nationalen und europäischen Vorgaben, die für die Übertragung von PAL-Fernsehbildsignalen Gültigkeit haben

¹ Der Umrechnungsfaktor von einem videofrequenten, auf die Effektivwerte bezogenen, bei 5 MHz bandbegrenzten und durch ein Rauschbewertungsfilter gewichteten Geräuschabstand in einen für den HF-Kanal gültigen, 5-MHz-bandbegrenzten trägerfrequenten Signal-Rausch-Abstand C/N liegt nach [FTZI] bei -1,5 dB.

3 DVB-C-Spezifikation für die Übertragung von digitalen Signalen in BK-Netzen

Die Spezifikation der Technik zur Übertragung von digitalen Signalen in BK-Netzen wurde im DVB-Projekt zwischen August 1993 und Januar 1994 entwickelt. Als Ergebnis entstand der Entwurf eines Basissystems (Baseline System), das chronologisch nach der Satelliten-Spezifikation DVB-S [ETS421] das zweite Entwicklungsergebnis von DVB war. Die DVB-C-Spezifikation wurde im Frühjahr 1994 bei ETSI als europäischer Übertragungsstandard vorgeschlagen und im Dezember 1994 als ETSI-Standard unter der Bezeichnung ETS 300 429 [ETS429] normiert. Um der internationalen Entwicklung hin zu noch effizienteren Übertragungstechniken Rechnung zu tragen, entschloß sich das DVB-Projekt, die erste Version des ETSI-Standards in den Jahren 1996 und 1997 in wenigen Punkten zu überarbeiten [ETS429r1]. Im wesentlichen wird das spezifizierte Modulationsverfahren optional um zwei neue, noch effizientere Varianten erweitert.

In diesem Kapitel wird das durch die DVB-C-Spezifikation festgelegte Übertragungsverfahren (im folgenden kurz DVB-C- genannt) - von der Struktur des eingangsseitig verwendeten Datenformats (Abschnitt 3.1) über die Kanalcodierung (Abschnitt 3.2) bis zur Modulation (Abschnitt 3.3) - vorgestellt. Im Gegensatz zu den bisherigen Veröffentlichungen (z.B. [REIMERS1, Kap. 10] und [STENGER]), in denen hauptsächlich die Verarbeitungsalgorithmen erläutert wurden, werden in den folgenden Abschnitten zudem die für die Übertragung relevanten Signalparameter systemtheoretisch untersucht und mathematisch beschrieben.

3.1 Struktur des Datenstroms

Ein digitalisiertes Videosignal mit einer heute in der Fernsehtechnik üblichen Auflösung besitzt eine Nettodatenrate von 166 Mbit/s (siehe [REIMERS1, Kap. 2]). Die Übertragung eines derart hohen Datenstroms wäre unter frequenzökonomischen Gesichtspunkten sehr uneffektiv und deshalb praktisch nicht durchführbar. Aus diesem Grund mußte bei der Einführung eines digitalen Fernseh-Rundfunkdienstes eine Datenreduktion vorgenommen werden. Die von DVB vorgeschriebenen Quellencodierverfahren für Audio- und Videosignale [ISO13818] wurden von der Unterarbeitsgruppe „MPEG“ (Moving Pictures Experts Group) der ISO/IEC (International Standardisation Organisation / International Electrotechnical Commission)

entwickelt. Beschreibungen der Codierverfahren wurden bereits in sehr vielen Aufsätzen veröffentlicht (z.B. [DTB], [KNOLL], [REIMERS1, Kap. 2 und 4]). Die MPEG-Algorithmen werden in dieser Arbeit nicht beschrieben. Es ist jedoch für das Verständnis des im nächsten Abschnitt vorgestellten Kanalcodierverfahrens wichtig zu wissen, daß die encodierten Audio- und Video-Teildatenströme verschiedener Programme unter

Berücksichtigung von weiteren Zusatzdaten durch eine zeitliche Multiplexbildung zu einem Transportstrom (Transport Stream) zusammengefaßt werden können [REIMERS1, Kap. 5]. Die Basisübertragungseinheit ist mit einer Länge von 188 Bytes das MPEG-2-Transportstrom-Paket, dessen erste 4 Bytes Header-Informationen besitzen. Die restlichen 184 Bytes stehen für die Übertragung der Nutzdaten zur Verfügung. Der Anfang eines Pakets wird durch das MPEG-Sync-Byte gekennzeichnet. Letzteres besitzt den hexadezimalen Wert 47_{HEX} . Die drei weiteren Header-Bytes beinhalten u. a. das „Transport Error Indicator Bit“, durch das ein fehlerhaftes MPEG-2-Transportstrom-Paket gekennzeichnet wird, und den 13 bit langen „Packet ID“ (PID), durch den das jeweilige Paket eindeutig typisierbar ist. Ein einzelnes MPEG-2-Transportstrom-Paket ist in **Abbildung 3.1** dargestellt. Ein MPEG-2-Transportstrom ergibt sich durch die lückenlose Aneinanderreihung sehr vieler Pakete.

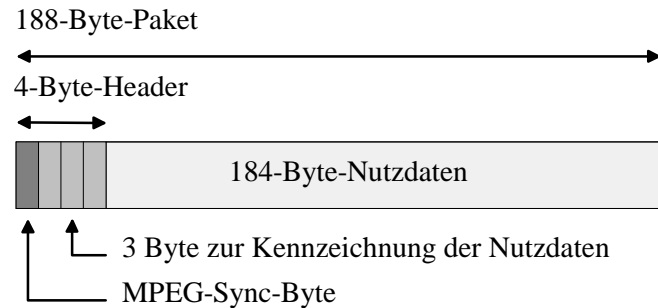


Abbildung 3.1: Aufbau eines MPEG-2-Transportstrom-Pakets

3.2 Kanalcodierung

Das in [ETS429] spezifizierte Verfahren zur Kanalcodierung setzt sich aus den folgenden Verarbeitungsstufen zusammen: Energieverwischung, Reed-Solomon-Encodierung und Faltungs-Interleaving. Wie in **Abbildung 3.2** zu erkennen ist, durchläuft ein vom Basisband-Interface bereitgestelltes Signal alle drei Verarbeitungsstufen sequentiell.

Die am *Basisband-Interface* anliegenden Datenpakete müssen die in Abschnitt 3.1 erläuterte Struktur der MPEG-2-Transportstrom-Pakete besitzen. Eine interne *Sync-Erkennung* detektiert ein regelmäßiges Auftreten der MPEG-Sync-Bytes und gibt die Daten synchron an die nachfolgenden Verarbeitungsstufen weiter.

Die *Energieverwischung* führt bitweise eine „Exklusiv-oder“-Verknüpfung (Modulo-2-Addition) des Datenstroms mit einer intern erzeugten Pseudozufallssequenz (PRBS) durch. Ausgenommen hiervon sind die MPEG-Sync-Bytes, deren Informationen für die empfängerseitige Synchronisation verwendet werden. Jeder Startzeitpunkt der acht Pakete langen PRBS

wird durch eine Invertierung des entsprechenden MPEG-Sync-Bytes gekennzeichnet. Durch die Energieverwischung wird sichergestellt, daß

1. jedes Ausgangsbyte (mit Ausnahme der regelmäßig auftretenden MPEG-Sync-Bytes) als statistisch weitgehend unabhängig von den übrigen Ausgangsdaten angesehen werden kann und
2. alle möglichen Werte der auftretenden Datenwörter am Ausgang unabhängig von den Eingangsdaten im Mittel gleich häufig auftreten.

Datenströme mit solchen statistischen Eigenschaften werden häufig auch als weitgehend redundanzfrei bezeichnet. Obwohl die MPEG-Sync-Bytes von der Verknüpfung ausgeschlossen werden, haben sie aufgrund ihrer geringen Auftrittshäufigkeit keinen praktischen Einfluß auf die statistischen Signaleigenschaften.

Die *Reed-Solomon-(RS-)Encodierung* [REED] ist der Teil der Kanalcodierung, durch den im Empfänger die Korrektur von Übertragungsfehlern ermöglicht wird. Zu diesem Zweck berechnet der RS-Encoder aus jedem MPEG-2-Transportstrom-Paket 16 sogenannte Parity-Bytes und hängt diese an das Ende des jeweiligen Pakets an. Dadurch erhöht sich die Paketlänge von 188 auf 204 Bytes. Der bei DVB-C festgelegte RS-Code wird aus dem RS(255,239,8)-Code abgeleitet und auf die Länge der MPEG-2-Transportstrom-Pakete verkürzt. Er wird deshalb als RS(204,188,8)-Code bezeichnet. Durch die Auswertung der 16 Parity-Bytes ist ein RS-Decoder in der Lage, bis zu 8 fehlerhafte Bytes pro 204-Byte-Paket zu korrigieren. Die Verfahren der RS-Encodierung und -Decodierung werden z.B. in [CLARK] und [SWEENEY] ausführlich erläutert.

Die Auslegung des Fehlerschutzes für einen DVB-Service garantiert einen praktisch fehlerfrei („Quasi Error Free“ - QEF) übertragenen Datenstrom, der hinter der Fehlerkorrektur am Ausgang eines DVB-C-Empfängers eine maximale Restbitfehlerwahrscheinlichkeit (Rest-BER) von 10^{-11} nicht überschreitet. Der unkorrigierte Datenstrom am Eingang des empfängerseitig installierten RS-Decoders muß in diesem Fall eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER) von weniger als $2 \cdot 10^{-4}$ haben [REIMERS2]. Ein unregelmäßiges und zufälliges Auftreten der Fehler wird dabei vorausgesetzt.

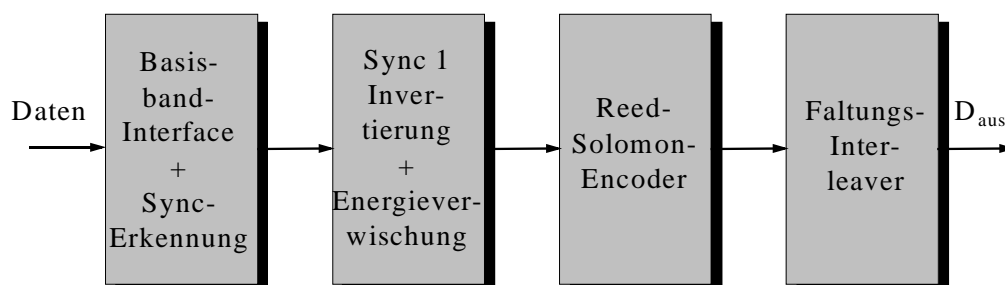


Abbildung 3.2: Blockschaltbild des Basisband-Interface und der Kanalcodierung

Der *Faltungs-Interleaver* sortiert den Datenstrom byteweise um. Er hat eine Interleaving-Tiefe von $I=12$ und damit eine entsprechende Anzahl von parallelen Verzögerungszweigen¹. Die zeitdiskreten Verzögerungen der einzelnen Zweige Λ_i unterscheiden sich voneinander durch eine konstante Basisverzögerung, deren Wert mit dem Quotienten aus Paketlänge und Interleaving-Tiefe identisch ist. Für die Verzögerungen ergeben sich die folgenden Werte:

$$\Lambda_i = (i - 1) \cdot \frac{204}{12} = (i - 1) \cdot 17, \quad \text{für } i \in [1, \dots, I]. \quad (3.1)$$

Der Deinterleaver im Empfänger ist genauso aufgebaut wie der Interleaver im Sender und wird synchron zu diesem betrieben. Der Sortieralgorithmus ist allerdings invers zu dem des Interleavers, so daß alle Daten, die im Interleaver eine Verzögerung um Λ_i erhielten, im Deinterleaver um Λ_{I-i} verzögert werden. Für jedes Datum ergibt sich dadurch eine konstante Gesamtverzögerung von Λ_I . Die Aufgabe des Deinterleavers ist es, kurz nacheinander auftretende fehlerhafte Daten, sogenannte Fehlerbursts, auf mehrere Pakete zu verteilen, damit der RS-Decoder möglichst nur durch einzelne verfälschte Bytes belastet wird. Weitere Erläuterungen können in [FORNEY] und [REIMERS1, Kap. 6] nachgelesen werden.

3.3 Modulation

Die Anpassung der digitalen Datenströme an die Eigenschaften der analogen Übertragungskanäle erfolgt durch die Modulation. Die verschiedenen Verarbeitungsstufen zur Umsetzung des in der DVB-C-Spezifikation verwendeten Modulationsverfahrens sind in **Abbildung 3.3** dargestellt. Eine grundlegende Beschreibung der Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM) befindet sich z.B. in [JOHANN, Kap. 9], [LEE, Kap. 6], [MÄUSL, Kap. 3], [PROAKIS, Kap. 4] und [REIMERS1, Kap. 7]. Die spezielle Anwendung der QAM im Rahmen der DVB-C-Spezifikation wird in [REIMERS1, Kap. 10] erläutert und soll im folgenden nur kurz vorgestellt werden.

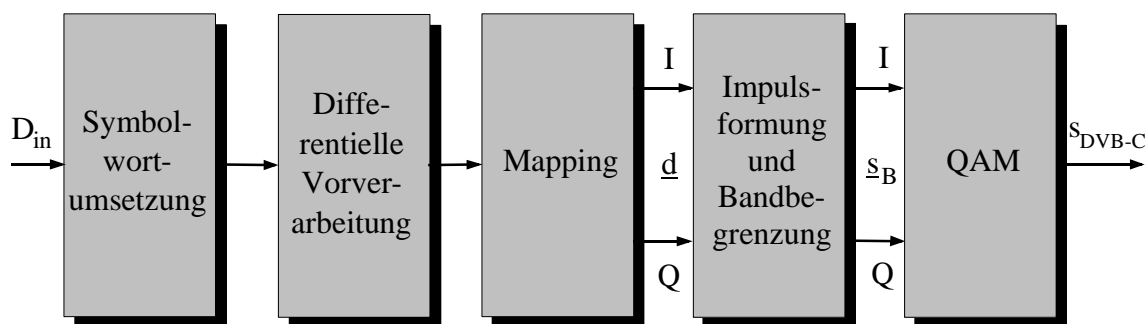


Abbildung 3.3: Blockschaltbild des Modulators

¹ Ein Blockschaltbild des Interleavers ist z.B. in [ETS429] zu finden.

Die von der Kanalcodierung zugeführten 8 bit breiten Datenwörter D_{in} werden im *Symbolwortumsetzer* auf Symbolwörter umgesetzt. Die Wortbreite m der Symbolwörter entspricht der Anzahl der Bits, die pro QAM-Symbol übertragen werden soll.

In der *differentiellen Vorverarbeitungsstufe* werden die beiden MSBs (Most Significant Bits) von jedem Symbolwort abgetrennt, differentiell encodiert und anschließend dem Rest des ursprünglichen Symbolwortes wieder zugefügt.

Im *Mapper* wird jede Bitkombination der differentiell vorverarbeiteten Symbolwörter durch eine eindeutige Zuordnungsvorschrift auf jeweils ein komplexwertiges Symbol \underline{d} abgebildet:

$$\left[b_{m-1}, b_{m-2}, \dots, b_1, b_0 \right] \xrightarrow{\text{Abbildung}} \underline{d} = d_I + j d_Q. \quad (3.2)$$

Da jedes Bit b_x unabhängig von den übrigen Bits zwei Zustände einnehmen kann, können $M = 2^m$ verschiedene Symbolzustände auftreten. M ist nach der ersten Version der DVB-C-Spezifikation auf die drei Möglichkeiten 16, 32 und 64 begrenzt und wurde - wie bereits erwähnt - für zukünftige Anwendungen auf 128 bzw. 256 erweitert. Durch die Wahl der Zuordnungsvorschrift wird die QAM-Variante, die auch als M-QAM und z.B. im Fall von $M = 64$ als 64-QAM bezeichnet wird, bestimmt und damit die Störfestigkeit des übertragenen QAM-Signals einerseits und die spektrale Effizienz des Modulationsverfahrens andererseits festgelegt. Die spektrale Effizienz gibt an, wieviel Bits in einer Sekunde pro 1-Hz-Bandbreite übertragen werden können.

Abbildung 3.4 verdeutlicht am Beispiel des Signalraums der 64-QAM verschiedene Modulationsparameter. Im ersten Quadranten sind die möglichen Symbolzustände durch die Endpunkte der eingetragenen Zeiger gekennzeichnet. Wird für die Darstellung, wie in verschiedenen Literaturstellen häufig verwendet, ein Euklidischer Abstand von $d = 2$ festgelegt (siehe die Bemaßung an den negativen Achsenabschnitten der I- und der Q-Achse), so ergeben sich für die einzelnen Symbolzustände die im vierten Quadranten eingetragenen Leistungswerte. Die mittlere Leistung berechnet sich unter den in den folgenden Absätzen noch näher erläuterten Randbedingungen zu 42 {siehe auch Gleichung (3.9) unter Verwendung von $M = 64$ und $d = 2$ }. Der zweite Quadrant zeigt die Phasenwerte der verschiedenen Zustände, die spiegelsymmetrisch zum ersten Quadranten angeordnet wurden. In mathematisch negativer Drehrichtung nimmt der Phasenwinkel zu. Die tatsächlichen Werte für den zweiten Quadranten können durch eine Subtraktion der angegebenen Winkel von 180° berechnet werden. Im dritten Quadranten sind die empfängerseitigen Entscheiderschwellen dargestellt.

Der Signalraum für eine 16-QAM kann aus Abbildung 3.4 abgeleitet werden, indem nur die vier dem Zentrum des Diagramms am nächsten gelegenen Zustände eines jeden Quadranten betrachtet werden. Die mittlere Leistung berechnet sich für diese Konstellation zu 10 und ist damit um den Faktor 4,2 kleiner als die mittlere Leistung der 64-QAM.

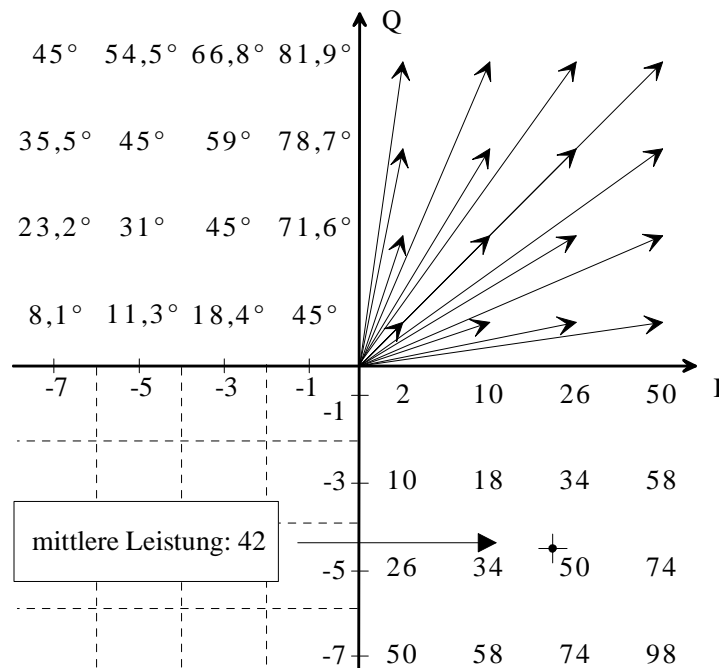


Abbildung 3.4: Signalraum des 64-QAM-Verfahrens mit verschiedenen Parametern:

1. Quadrant: Zeigerdiagramm
2. Quadrant: relative Phasenwinkel
3. Quadrant: Entscheidungsschwellen
4. Quadrant: Leistungen der einzelnen Symbolzustände und mittlere Leistung

Es hat sich herausgestellt, daß in den praktischen Anwendungsfällen der DVB-C-Spezifikation die 32- und 128-QAM-Verfahren keine Rolle spielen. Deshalb beschränken sich die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen auf die 16-, 64- und 256-QAM-Verfahren. Für die Untersuchungen ist die Kenntnis der statistischen Symboleigenschaften sehr wichtig. Deshalb sollen diese im folgenden kurz erläutert werden:

Alle M möglichen Symbolzustände haben, u. a. durch den in Abschnitt 3.2 besprochenen Einfluß der Energieverwischung, nahezu dieselbe Auftrittswahrscheinlichkeit

$$P_d = 1/M. \quad (3.3)$$

Die Symbole werden in Abbildung 3.4 wie allgemein üblich dargestellt. Die Euklidischen Abstände zwischen jeweils zwei benachbarten Symbolzuständen haben den Wert $d = 2$:

$$\underline{d}(a, a') \big|_{d=2} = \underline{d}_2(a, a') = d_{2,I}(a) + j d_{2,Q}(a') = (2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}) + j(2 \cdot a' - 1 - \sqrt{M}) \quad (3.4)$$

mit: $a, a' \in [1, \dots, \sqrt{M}]$.

Der sich daraus ergebende lineare Erwartungswert $E\{\underline{d}_2\}$ wird durch das erste Moment beschrieben und ist mit dem Mittelwert der Symbole \underline{m}_{d_2} identisch:

$$E\{\underline{d}_2\} = P_d \left[\sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} \underline{d}_2(a, a') \right] = \underline{m}_{d_2} = 0. \quad (3.5)$$

Der quadratische Erwartungswert $E\{\underline{d}_2 \cdot \underline{d}_2^*\}$ wird durch das zweite Moment erfaßt und ist wegen der Mittelwertfreiheit der Symbole mit deren Varianz $\sigma_{\underline{d}_2}^2$ identisch. Bei einer Darstellung der Symbole entsprechend Gleichung (3.4) ist

$$E\{\underline{d}_2 \cdot \underline{d}_2^*\} = P_{\underline{d}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (d_{2,I}^2(a) + d_{2,Q}^2(a')) = 2 \frac{M-1}{3} \equiv \sigma_{\underline{d}_2}^2 \quad (3.6)$$

von M abhängig. Auf diese Abhängigkeit wurde bereits bei der Erläuterung von Abbildung 3.4 hingewiesen. Sie kann durch eine Normierung aller Symbolzustände umgangen werden. Zur Vereinfachung der in Kapitel 5 durchgeführten Rechnungen soll an dieser Stelle jedoch nicht eine Normierung auf die in Gleichung (3.6) berechnete Varianz erfolgen. Die Symbole sollen vielmehr so normiert werden, daß sich sowohl für die Inphase-Komponente als auch für die Quadratur-Komponente eine Varianz von Eins ergibt. In diesem Fall entstehen aus Gleichung (3.4) durch die Normierung die innerhalb dieser Arbeit verwendeten Symbolzustände

$$\underline{d}(a, a') = d_I(a) + j d_Q(a') = \frac{2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} + j \frac{2 \cdot a' - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}}, \quad (3.7)$$

mit: $a, a' \in [1, \dots, \sqrt{M}]$.

Wegen der gegenseitigen statistischen Unabhängigkeit beider Komponenten d_I und d_Q ist die Varianz der Symbole $\sigma_{\underline{d}}^2$ gleich der Summe aus den Varianzen der Komponenten. Die Summe hat wegen der durchgeführten Normierung für alle QAM-Varianten einen Betrag von

$$\sigma_{\underline{d}}^2 = \sigma_I^2 + \sigma_Q^2 = 1 + 1 = 2. \quad (3.8)$$

Allgemein gilt für alle QAM-Varianten stets der wichtige Zusammenhang zwischen der Varianz $\sigma_{\underline{d}}^2$ und der Euklidischen Distanz d . Beispielhaft sind in Gleichung (3.9) vier Wertepaare ausgerechnet worden, die in verschiedenen Literaturstellen häufig verwendet werden:

$$\frac{\sigma_{\underline{d}_{\text{allg}}}^2}{d_{\text{allg}}^2} = \frac{M-1}{6} \xrightarrow{M=64} \begin{cases} d_{\text{allg}} = 1 & \Leftrightarrow \sigma_{\underline{d}_{\text{allg}}}^2 = 10,5 \\ d_{\text{allg}} = 2 = d_2 & \Leftrightarrow \sigma_{\underline{d}_{\text{allg}}}^2 = 42 = \sigma_{\underline{d}_2}^2 \quad \text{allgemeiner Fall} \\ d_{\text{allg}} \cong 0,31 & \Leftrightarrow \sigma_{\underline{d}_{\text{allg}}}^2 = 1 \\ d_{\text{allg}} \cong 0,44 = d & \Leftrightarrow \sigma_{\underline{d}_{\text{allg}}}^2 = 2 = \sigma_{\underline{d}}^2 \quad \text{angewandter Fall.} \end{cases} \quad (3.9)$$

Die in Abbildung 3.4 eingezeichneten idealen Symbolzustände können mit realen Systemen nicht erzeugt werden. Es treten in den sog. Signalräumen immer Verfälschungen auf, die sich durch komplexwertige Fehlervektoren $\delta \underline{d} = \delta d_I + j \delta d_Q$ beschreiben lassen. Symbolfehler und Bitfehler entstehen, wenn δd_I oder δd_Q größer sind als die halbe Euklidische Distanz und

dadurch die ursprünglichen idealen Symbolzustände über die Entscheiderschwellen hinaus verfälschen. In **Abbildung 3.5** ist ein Beispiel für den Signalraum einer 64-QAM bei einer mittelwertfreien additiven gaußförmigen Störüberlagerung dargestellt. Die Entscheiderschwellen sind gestrichelt eingezeichnet. Um einen Signal-Stör-Abstand quantitativ erfassen zu können, wurde vom DVB-Projekt die MER („Modulation Error Ratio“) eingeführt. Sie kann nach einer Messung von sehr vielen (i_{\max}) Stichproben entsprechend der aus [ETR290] entnommenen Gleichung (3.10) berechnet werden:

$$\text{MER} = 10 \cdot \log \left(\frac{\sum_{i=1}^{i_{\max}} (d_I^2(i) + d_Q^2(i))}{\sum_{i=1}^{i_{\max}} (\delta d_I^2(i) + \delta d_Q^2(i))} \right). \quad (3.10)$$

Die Statistik der Störung ist dabei beliebig. Wenn in bestimmten Sonderfällen die Störungen bekannte Eigenschaften besitzen, so wird im folgenden die sich daraus ergebende MER durch einen Index gekennzeichnet. MER_N gibt z. B. den Signal-Stör-Abstand bei einer mittelwertfreien additiven gaußförmigen Störüberlagerung wieder. Sowohl der Nenner als auch der Zähler in Gleichung (3.10) können auf die Anzahl der betrachteten Stichproben normiert werden, so daß bei einer Grenzwertbetrachtung, bei der i_{\max} unendlich groß wird, MER_N gegen das logarithmische Verhältnis zwischen der Varianz der Symbole und der Varianz der Störung strebt:

$$\text{MER}_N = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{i_{\max}} \sum_{i=1}^{i_{\max}} (d_I^2(i) + d_Q^2(i))}{\frac{1}{i_{\max}} \sum_{i=1}^{i_{\max}} (\delta d_I^2(i) + \delta d_Q^2(i))} \right) \xrightarrow{i_{\max} \rightarrow \infty} 10 \cdot \log \left(\frac{\sigma_d^2}{\sigma_N^2} \right). \quad (3.11)$$

Die verschiedenen QAM-Versionen werden in der Regel durch die Angabe der Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER) in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Abstand verglichen. In [REIMERS1, Kap. 7] wird z. B. der allgemeine Zusammenhang für ein nach Gray codiertes Konstellationsdiagramm beschrieben. Es unterscheidet sich gegenüber dem DVB-C-spezifischen Konstellationsdiagramm in der Anzahl der unterschiedlichen Bits, die sich zwischen den Bitkombinationen von jeweils zwei direkt benachbarten Symbolzuständen ergeben. Bei einer nach Gray codierten Konstellation existiert zwischen zwei Nachbarn immer nur ein einziges unterschiedliches Bit, während in den Nachbarzuständen, z.B. der Konstellation der 64-QAM nach DVB-C, bis zu fünf unterschiedliche Bits auftreten können. Die BER des DVB-C-Signals liegt durch die größere Anzahl von unterschiedlichen Bits im Vergleich zur Gray-codierten geringfügig höher. Wird diese Erhöhung in eine Verminderung des Signal-Stör-Abstandes umgerechnet, so ergibt sich beispielsweise bei einer $\text{BER} = 2 \cdot 10^{-4}$ eine Signal-Stör-Abstandsverschlechterung von etwa 0,15 dB. Dieser Wert wurde durch Simulationen verifiziert. Die Auswirkungen der unterschiedlichen Konstellationsdiagramme haben demnach für die Praxis keine Relevanz und werden deshalb für die folgenden

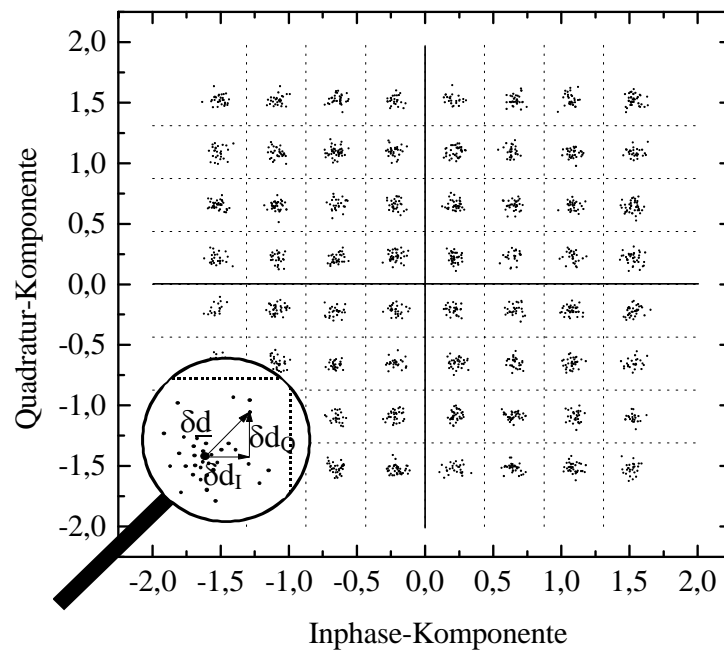


Abbildung 3.5: Beispiel für die additive Überlagerung von Fehlervektoren mit gaußförmiger Wahrscheinlichkeitsverteilung

Untersuchungen vernachlässigt. In **Abbildung 3.6** sind die als theoretische oder ideale BER-Kurven bekannten Funktionsverläufe in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Verhältnis (MER_N) dargestellt.

Die bisher in Kapitel 3 beschriebene Signalverarbeitung inklusive der Quellencodierung wird für die Analyse der übertragungstechnischen Eigenschaften eines DVB-C-Signals als eine digitale Quelle definiert, aus der die Symbole mit einem Symboltakt T_s herausgelesen werden. Es ergibt sich für den idealisierten Zeitverlauf des Quellensignals eine durch die Symbole gewichtete Dirac-Impulsfolge

$$\underline{d}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot \delta(t - iT_s), \quad (3.12)$$

deren Realteil $d_I(i)$ nach Abbildung 3.3 im Inphase-(I-)Pfad und deren Imaginärteil $d_Q(i)$ im Quadratur-(Q-)Pfad weiterverarbeitet wird. Die redundanz- und mittelwertfreien Symbole sind nach Abschnitt 3.2 für alle diskreten Verschiebungen $\lambda \neq 0$ unkorreliert. Ihre zeitdiskrete Autokorrelationsfolge $\text{AKF}_{\underline{d}}(\lambda)$ lautet somit:

$$\text{AKF}_{\underline{d}}(\lambda) = \sigma_{\underline{d}}^2 \cdot \delta(\lambda) = 2 \cdot \delta(\lambda). \quad (3.13)$$

Die *Impulsformung und Bandbegrenzung* wird für die weitere Beschreibung des DVB-C-Signals im Basisband durchgeführt. Der Zeitverlauf des komplexen Basisbandsignals $\underline{s}_B(t)$ entsteht durch eine Faltung jedes einzelnen Symbols der Dirac-Impulsfolge aus Gleichung (3.12) mit einem Elementarimpuls $g(t)$, der mit der auf die Symboldauer T_s normierten Impulsantwort des Sendefilters identisch und damit dimensionslos ist:

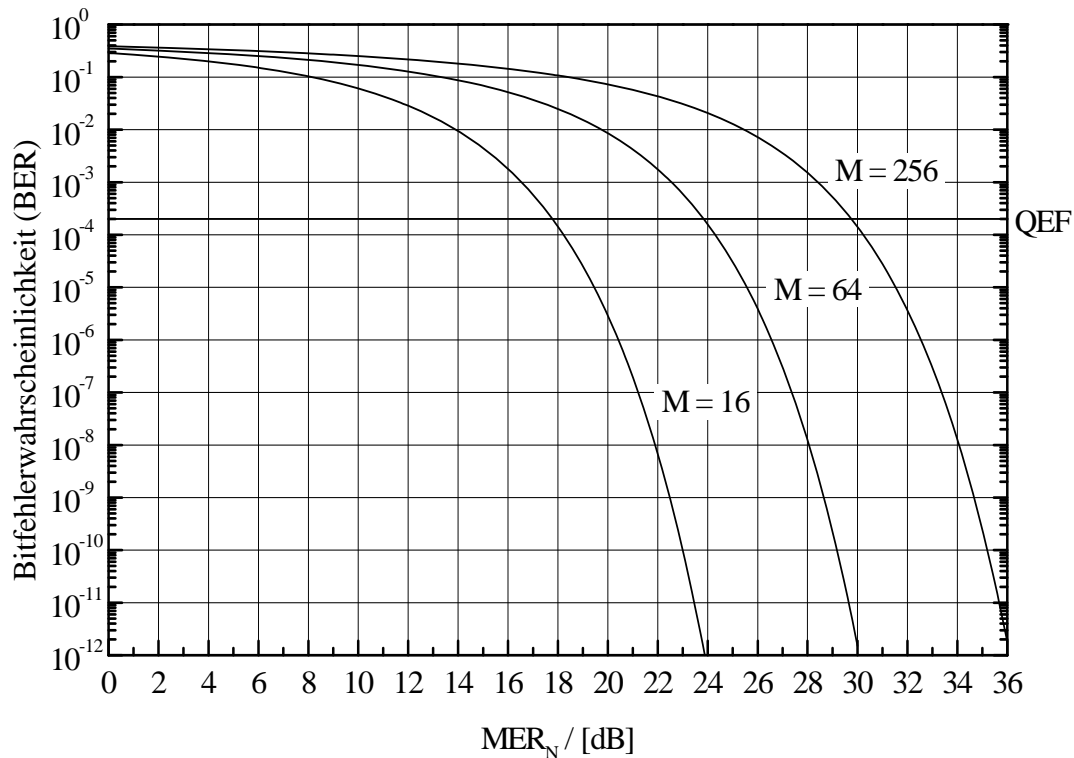


Abbildung 3.6: Theoretische Bitfehlerwahrscheinlichkeiten von verschiedenen M-QAM-Verfahren als Funktion des Signal-Rausch-Abstandes

$$s_B(t) = \underline{d}(t) * g(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot \delta(t - iT_s) * g(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot g(t - iT_s). \quad (\text{Siehe } ^1) \quad (3.14)$$

In der DVB-C-Spezifikation wird jedoch nicht der zeitliche Verlauf der Filter-Impulsantwort definiert, sondern die Übertragungsfunktion des Filters $H(f)$:

$$\begin{aligned} H(f) &= 1 && \text{für } |f| < f_N(1 - \alpha) \\ H(f) &= \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot f_N} \left[\frac{f_N - |f|}{\alpha} \right]\right)} && \text{für } f_N(1 - \alpha) \leq |f| \leq f_N(1 + \alpha) \\ H(f) &= 0 && \text{für } |f| > f_N(1 + \alpha), \end{aligned} \quad (3.15)$$

mit der Nyquist-Frequenz $f_N = 1/(2T_s)$ und dem Roll-Off-Faktor $\alpha = 0,15$.

Filter mit diesen Übertragungsfunktionen werden sowohl in den Sendern als auch in den Empfängern eingesetzt. Sie besitzen jeweils eine typische Wurzel-Kosinus-Roll-Off-Charakteristik und werden in der englischsprachigen Literatur als „Square-Root Raised-Cosine“-Filter bezeichnet. Die Gesamtübertragungsfunktion, die sich durch die Reihenschaltung beider Filter ergibt, hat somit eine Kosinus-Roll-Off-Charakteristik, durch die im störungsfreien Fall die Einhaltung der ersten Nyquist-Bedingung (siehe [NYQUIST])

¹ Der Asterisk * wird z.B. in Gleichung (3.14) als Faltungsoperator verwendet und der hochgestellte * z.B. in Gleichung (3.6) als Kennzeichen für eine konjugiert-komplexe Zahl.

gewährleistet wird. Die Übertragungsfunktion des Filters $H(f)$ und die in der Literatur oft verwendete Fourier-Transformierte des Elementarimpulses $G(f)$ unterscheiden sich nur durch den konstanten Faktor der Symboldauer

$$T_s = G(f) / H(f), \quad (3.16)$$

der wegen der oben eingeführten Bedingungen für den Elementarimpuls entsteht. Der zeitliche Signalverlauf des Elementarimpulses wird in z.B. [KORN, Kap. 4] berechnet und kann entsprechend Gleichung (3.17) angegeben werden:

$$g(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot t}{T_s}(1 - \alpha)\right) + \alpha \frac{4 \cdot t}{T_s} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot t}{T_s}(1 + \alpha)\right)}{\frac{\pi \cdot t}{T_s} \left[1 - \left(\alpha \frac{4 \cdot t}{T_s}\right)^2\right]}. \quad (3.17)$$

Die Autokorrelationsfunktion des Basisbandsignals $\{AKF_B(\tau)\}$ setzt sich aus der zeitdiskreten Autokorrelationsfolge der Symbole $\{AKF_d(\lambda)\}$ und der Energie-Autokorrelationsfunktion des Elementarimpulses $\{AKF_g^E(\tau + \lambda T_s)\}$ zusammen. Nach [KAMMEY, Kap. 5] wird eine mittlere AKF definiert und durch eine zeitliche Mittelwertbildung der $AKF_B(\tau)$ über eine Symbolperiode berechnet. Unter Beachtung von Gleichung (3.13) resultiert daraus das Ergebnis für das DVB-C-Basisbandsignal:

$$\begin{aligned} \overline{AKF_B}(\tau) &= E\{\underline{s}_B(t) \cdot \underline{s}_B^*(t + \tau)\} = \frac{1}{T_s} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} AKF_d(\lambda) \cdot AKF_g^E(\tau + \lambda T_s) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \sigma_d^2 \cdot \delta(\lambda) \cdot AKF_g^E(\tau + \lambda T_s) = \frac{\sigma_d^2}{T_s} \cdot AKF_g^E(\tau). \end{aligned} \quad (3.18)$$

Durch die Fourier-Transformation der mittleren $AKF_B(\tau)$ ergibt sich mit Berücksichtigung von Gleichung (3.16) die spektrale Leistungsdichte des Basisbandsignals (vgl. auch [MORGEN])

$$LDS_B(f) = \frac{\sigma_d^2}{T_s} |G(f)|^2 = \sigma_d^2 \cdot T_s \cdot |H(f)|^2 = 2T_s \cdot |H(f)|^2. \quad (3.19)$$

Durch Einsetzen der Gleichung (3.15) in die Gleichung (3.19) kann eine auf die Symboldauer T_s normierte spektrale Leistungsdichte numerisch berechnet werden. Wie bei allen reellen Signalen ergeben sich aufgrund der Betragsfunktion symmetrische Anteile im negativen und im positiven Frequenzbereich. Gemessene Leistungsdichtespektren besitzen dagegen nur einen Anteil bei positiven Frequenzen. Um einen Vergleich des berechneten mit einem gemessenen Leistungsdichtespektrum durchführen zu können, wird an dieser Stelle das einseitige Leistungsdichtespektrum eingeführt. Die Spektralanteile, die im negativen

Frequenzbereich liegen, werden dazu an der Ordinate bei der Frequenz $f = 0$ gespiegelt und zu den positiven Spektralanteilen addiert. Das Rechenergebnis des einseitigen und auf den Wert T_s normierten Leistungsdichtespektrums wird gemeinsam mit einem gemessenen Leistungsdichtespektrum in **Abbildung 3.7** dargestellt. Die Werte auf der Frequenzachse wurden auf $1/T_s$ normiert. Der theoretische Funktionsverlauf ist als grau unterlegte Fläche eingetragen. Außerdem ist ein Leistungsdichtespektrum eingezeichnet, das aus einer Simulation gewonnen wurde. Alle drei Ergebnisse stimmen sehr gut überein. Beim gemessenen Leistungsdichtespektrum ergeben sich nur in den Frequenzbereichen oberhalb der Nyquist-Frequenz von $0,5/T_s$ Abweichungen, die auf die endliche Dämpfung der realisierten Filter zurückzuführen sind. Die Hardware-Realisierung wird eingehender in Kapitel 4 diskutiert. Der scheinbare Anstieg des Leistungsdichtespektrums beim Gleichanteil ist ein Meßfehler, der sich aus der DC-Auskopplung am Eingang des Spektral-Analysators ergibt.

Nach der Impulsformung und Bandbegrenzung wird das komplexe Basisbandsignal einer *Quadratur-Mischung* unterzogen, indem es mit einem komplexen Trägersignal der Frequenz f_c multipliziert wird. Der Realteil des Produktes gibt den zeitlichen Signalverlauf des trägerfrequenten DVB-Signals $s_{DVB}(t)$ wieder:

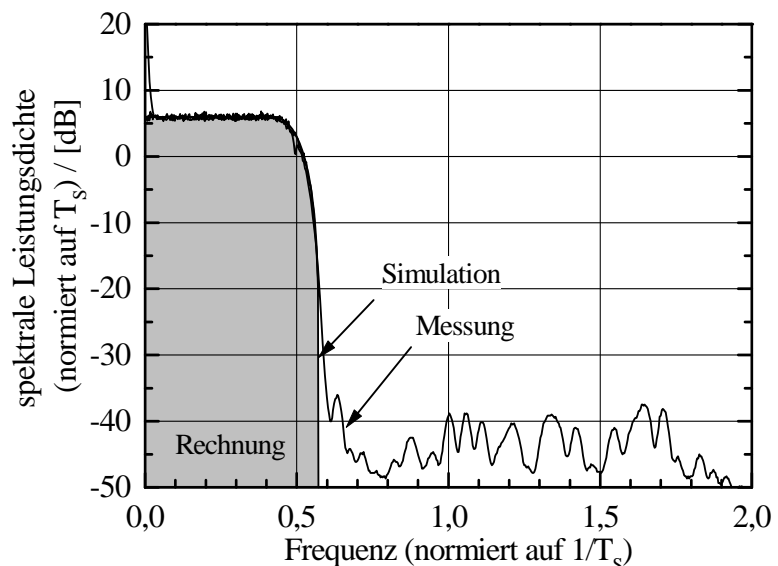
$$s_{DVB}(t) = \text{Re}\left\{s_B(t) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j2\pi \cdot f_c t}\right\} = \text{Re}\left\{\sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i) \cdot g(t - iT_s) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j2\pi \cdot f_c t}\right\}. \quad (3.20)$$

In Gleichung (3.21) ist der Ausdruck noch einmal in reeller Schreibweise angegeben, so wie er i. allg. in der Literatur verwendet wird. $s_I(t)$ ist die Inphase- und $s_Q(t)$ die Quadratur-Komponente des komplexen Basisbandsignals

$$s_{DVB}(t) = s_I(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi f_c t). \quad (3.21)$$

Die Berechnung der spektralen Leistungsdichte des trägerfrequenten DVB-C-Signals $S_{DVB}(f)$

Abbildung 3.7: Einseitige, spektrale Leistungsdichte eines DVB-C-Basisbandsignals: Rechnung, Simulation und Messung



erfolgt, indem das Produkt aus dem Elementarimpuls des Basisbandsignals $g(t)$ und dem komplexen Träger als Impulsantwort des Bandpaßsignals $\underline{g}_{BP}(t)$ definiert wird (siehe auch [LÜKE, Kap. 5]):

$$\underline{g}_{BP}(t) = g(t) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j2\pi \cdot f_c t} = g(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) + jg(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_c t). \quad (3.22)$$

Über die Fourier-Transformierte der Bandpaß-Impulsantwort

$$\underline{G}_{BP}(f) = \left(\frac{G(f - f_c)}{\sqrt{2}} + \frac{G(f + f_c)}{\sqrt{2}} \right) + j \left(\frac{G(f - f_c)}{\sqrt{2}} - \frac{G(f + f_c)}{\sqrt{2}} \right). \quad (3.23)$$

kann die spektrale Energiedichte $|\underline{G}_{BP}(f)|^2$ ausgerechnet und das Ergebnis in Gleichung (3.19) für die spektrale Energiedichte des Elementarimpulses $|G(f)|^2$ eingesetzt werden. Auf den übertragenen Realteil des DVB-Signals entfällt die Hälfte der Gesamtleistung der Betragsfunktion, so daß zusätzlich ein Faktor von $1/2$ berücksichtigt werden muß:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{DVB}}(f) &= \frac{\sigma_d^2}{2 \cdot T_s} |\underline{G}_{BP}(f)|^2 = \sigma_d^2 \cdot T_s \cdot \frac{|H(f - f_c)|^2 + |H(f + f_c)|^2}{2} \\ &= T_s \cdot |H(f - f_c)|^2 + T_s \cdot |H(f + f_c)|^2. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Die Modulation bewirkt nach Gleichung (3.24) die Verschiebung der spektralen Leistungsdichte des Basisbandsignals um die Trägerfrequenz f_c sowohl nach positiven als auch nach negativen Frequenzen und eine Reduzierung der beiden Anteile auf jeweils die halbe Leistung. Weil für die Leistungsbilanz des Signals beide Anteile berücksichtigt werden müssen, bleibt die Gesamtleistung nach der Modulation konstant. Für einen Vergleich der berechneten Werte mit den gemessenen Werten wird wiederum die einseitige, spektrale Leistungsdichte verwendet. Ein nach Gleichung (3.24) numerisch errechnetes, einseitiges Leistungsdichtespektrum ist in **Abbildung 3.8** als grau unterlegte Fläche dargestellt. Die

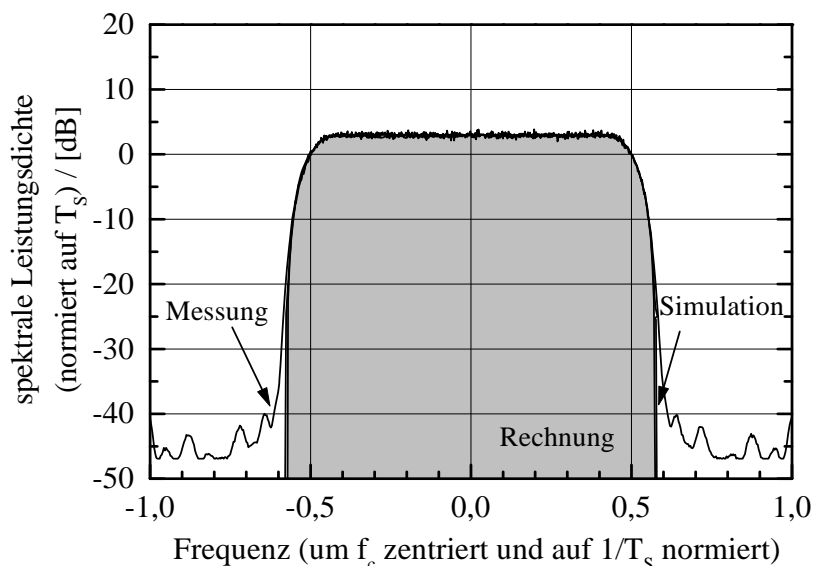


Abbildung 3.8: Einseitige, spektrale Leistungsdichte eines DVB-C-Signals: Rechnung, Simulation und Messung

beiden zusätzlich eingezeichneten Leistungsdichtespektren resultieren zum einen aus einer Simulation und zum anderen aus der Messung eines DVB-C-Signals, das bei einer Trägerfrequenz von $f_c = 330$ MHz gesendet wurde. Alle drei Ergebnisse wurden auf die Symboldauer T_S normiert. Die Werte auf der Frequenzachse wurden auf $1/T_S$ normiert und zusätzlich um die Trägerfrequenz f_c zentriert eingezeichnet. Diese Art der Darstellung entspricht einem im äquivalenten Tiefpaßsystem erzeugten Leistungsdichtespektrum. Ähnlich wie in Abbildung 3.7 stimmen auch hier die eingezeichneten Leistungsdichtespektren sehr gut überein.

3.4 Leistungsmerkmale

Die wesentlichen Leistungsmerkmale der DVB-C-Spezifikation werden zum einen durch die spektralen Effizienzen und die damit verbundenen nutzbaren Datenraten in einem Übertragungskanal beschrieben, die mit den festgelegten QAM-Varianten erreicht werden können. Zum anderen sind die verschiedenen Signal-Stör-Abstände wichtig, die für eine praktisch fehlerfreie Übertragung erforderlich sind. Eine praktisch fehlerfreie Übertragung wird nach der Definition des DVB-Projektes erreicht, wenn hinter der Fehlerkorrektur eine Restbitfehlerwahrscheinlichkeit (Rest-BER) $\leq 10^{-11}$ gemessen werden kann. Als Störgröße dient für die Beschreibung der Leistungsmerkmale in diesem Abschnitt ausschließlich additives weißes gaußförmiges Rauschen (AWGN), dessen Störeeigenschaften prinzipiell bekannt sind und deshalb nicht weiter erläutert werden müssen. Genaue Untersuchungen zu dieser Störung werden in Abschnitt 5.1 unter praktischen Randbedingungen durchgeführt. Die Angabe sowohl einer spektralen Effizienz als auch eines Signal-Rausch-Abstandes kann nur unter Festlegung von verschiedenen Bezugsgrößen erfolgen.

Die theoretisch maximal möglichen spektralen Effizienzen der verschiedenen QAM-Varianten sind mit der Anzahl der Bits m identisch, die pro Symbol übertragen werden. Die übertragene Symbolrate entspricht dabei der Kanalbandbreite B , und die spektrale Leistungsdichte des Signals ist über den gesamten Übertragungskanal gleichmäßig verteilt und konstant. An den Kanalgrenzen fällt sie mit einer unendlichen Steilheit ab. Die spektrale Formung der Basisbandsignale wurde also zur Ermittlung der theoretisch möglichen Maximalwerte mit idealen Tiefpässen durchgeführt. Dieselben Tiefpässe befinden sich bei einer Matched-Filterung auch in einem Empfänger, so daß sich in diesem Fall die gesamte Rauschleistung, die sich innerhalb eines Übertragungskanals befindet

$$N_c = N_0 \cdot 2B, \quad (3.25)$$

effektiv auf die empfängerseitige Symbolentscheidung auswirkt. Die für eine BER = 10^{-11} notwendigen Signal-Rausch-Abstände sind aus Abbildung 3.6 zu entnehmen. Für die drei theoretischen Fälle einer 16-, 64- und 256-QAM-Übertragung sind in **Abbildung 3.9** jeweils die spektralen Effizienzen in Abhängigkeit der Signal-Rausch-Abstände als schwarze Punkte

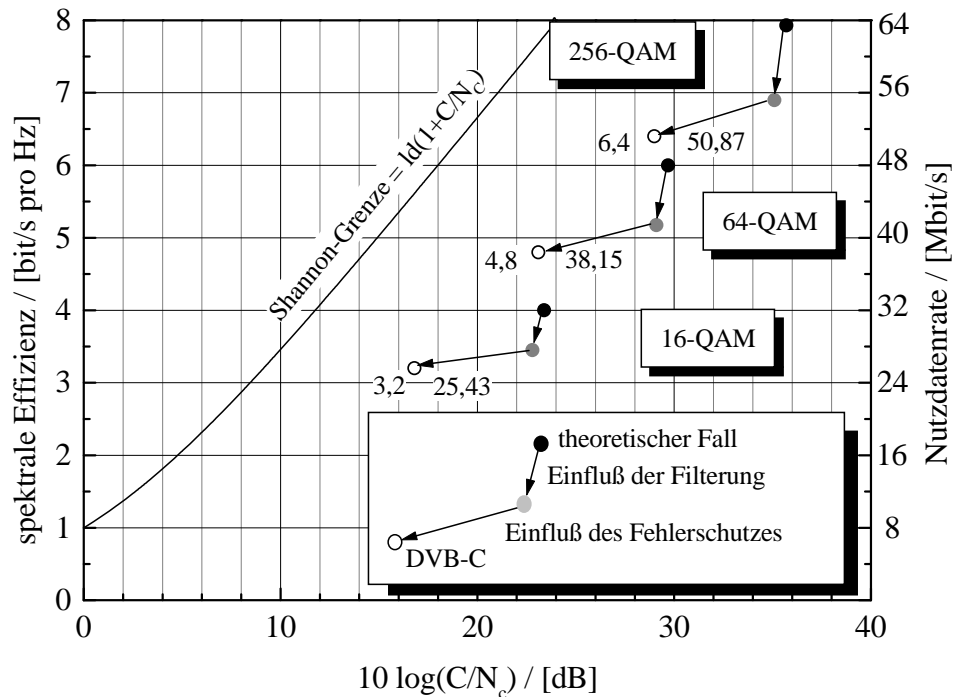


Abbildung 3.9: Leistungsmerkmale der DVB-C-Spezifikation

eingetragen. An der rechten Ordinate stehen zusätzlich die maximalen Nutzdatenraten, die innerhalb eines 8-MHz-Kanals übertragen werden könnten. Es ist jedoch allgemein bekannt, daß eine reale Übertragung mit unendlich steilen Filterflanken nicht stattfinden kann. Bei einer DVB-C-Übertragung haben die verwendeten Sender- und Empfängerfilter eine endliche Steilheit, die durch den Roll-Off-Faktor von 15 % festgelegt ist. Damit das sich dadurch verbreiternde Leistungsdichtespektrum nicht über die Kanalgrenzen hinausreicht, muß die Symbolrate auf einen Wert kleiner als die Kanalbandbreite reduziert werden. Sie liegt in der Praxis häufig bei 6,9 Mbaud in einem 8-MHz-Kanal. Die spektralen Effizienzen und die Rauschbandbreite der Empfängerfilter verringern sich jeweils proportional. Die Empfängerfilter reduzieren in diesem Fall einen Teil der gesamten im Übertragungskanal befindlichen Rauschleistung N_c . Die Leistung des Anteils, der nicht unterdrückt wird, wird als effektiv wirksame Rauschleistung bezeichnet und berechnet sich zu:

$$N = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f - f_c)|^2 + |H(f + f_c)|^2 df = N_0 \cdot \frac{2}{T_s} . \quad (3.26)$$

Die Leistung des DVB-Signals kann durch Integration der spektralen Leistungsdichte {siehe Gleichung 3.24)} berechnet werden.

$$C = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{LDS}_{\text{DVB}}(f) df = T_s \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f - f_c)|^2 + |H(f + f_c)|^2 df = 2 . \quad (3.27)$$

Durch den Einfluß der Empfängerfilter ergibt sich eine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstands um

$$10 \cdot \log\left(\frac{C}{N}\right) - 10 \cdot \log\left(\frac{C}{N_c}\right) = 10 \cdot \log(B \cdot T_s) \cong 0,6\text{dB} \quad (3.28)$$

(siehe graue Punkte in Abbildung 3.9). Eine konstante Rest-BER von 10^{-11} wird demnach bei entsprechend geringeren trägerfrequenten Signal-Rausch-Verhältnissen C/N_c erreicht.

Durch eine Berücksichtigung des DVB-C-spezifischen RS-Fehlerschutzes sinken die spektralen Effizienzen um den Faktor der Coderate 188/204, weil nur 188 der 204 Bytes pro MPEG-2-Transportstrom-Paket für die Übertragung von Nutzinformationen zur Verfügung stehen. Durch die Korrekturfähigkeit des RS-Decoders, der noch bei einer eingangsseitigen BER von $2 \cdot 10^{-4}$ eine Rest-BER von 10^{-11} erzeugt, verringert sich das notwendige C/N_c -Verhältnis um etwa 6 dB. Dieser Wert kann wiederum anhand der in Abbildung 3.6 eingetragenen Funktionen ermittelt werden.

Die Verwendung der realen Empfängerfilter und des RS-Fehlerschutzes bewirkt einerseits eine Verbesserung des notwendigen Signal-Rausch-Abstands und hat andererseits eine Verringerung der spektralen Effizienzen zur Folge. Abbildung 3.9 zeigt dieses Verhalten anhand der 16-, 64- und 256-QAM. Ausgehend von den theoretischen Werten, sind jeweils die Veränderungen der Leistungsparameter eingezeichnet, die sich sowohl durch die Filterung als auch durch den Fehlerschutz ergeben. Die unter Verwendung einer Symbolrate von 6,9 Mbaud in der Praxis erreichbaren Werte sind für die spektralen Effizienzen und die entsprechenden Datenraten an den jeweiligen Punkten angegeben. Den theoretischen Grenzfall stellt die in [SHANNON] definierte Shannon-Grenze dar.

3.5 Bedeutung der in der analogen Bezugskette definierten Gütemerkmale für DVB-C

Werden DVB-C-Signale in die bestehenden Kabelnetze eingespeist, so sind sie den gleichen Übertragungsstörungen unterworfen wie die PAL-Signale. Aus diesem Grund können die in Tabelle 2.1 für PAL-Fernsehbildsignale angegebenen Gütemerkmale auf DVB-C-spezifische Größen umgerechnet werden. Untersuchungen hierzu wurden beispielsweise in [JAEGER1] und [REIMERS1, Kap. 10] durchgeführt. Deshalb werden im folgenden nur kurz die Lösungsansätze beschrieben:

1. Die frequenzabhängige Amplitudenverzerrung wird oft als Welligkeit (ripple $\{r_m\}$) bezeichnet. Eine wellige Übertragungsfunktion kann nach der Echomethode [LÜKE, Kap. 5] im Zeitbereich durch eine Impulsantwort beschrieben werden, die sich aus einer Summe zeitlich versetzter und gedämpfter Einzelimpulse zusammensetzt. Da jeder Übertragungskanal Bandpaßcharakter hat, muß eine zusätzliche Phasenverschiebung beachtet werden. Ein einfaches Ersatzmodell, bestehend aus einem Hauptsignal und nur einer Reflexion,

erzeugt im Frequenzbereich eine sinusförmige Welligkeit. Dadurch wird die allgemeine Gültigkeit des Modells jedoch nicht eingeschränkt. Die Güteparameter für die frequenzabhängige Amplitudenverzerrung können auf diese Weise in eine Echodämpfung umgerechnet werden, die das logarithmische Verhältnis zwischen der Hauptsignalleistung und der Leistung der Reflexion bildet. Es ergibt sich bei der Berücksichtigung von einer Reflexion pro Netzebene eine minimale garantierte Echodämpfung von 11,4 dB am Eingang des Endgeräts. Eine Angabe, aus der Verzögerungszeiten und zusätzliche Phasenverschiebungen hergeleitet werden können, gibt es in der analogen Bezugskette nicht.

2. Bei einer durch die analoge Bezugskette vorgegebenen maximalen Signalleistung ist die Angabe eines Signal-Rausch-Abstands nur in Zusammenhang mit einer Rauschbandbreite sinnvoll. Für verschiedene Betrachtungen können dabei unterschiedliche Bezugsbandbreiten herangezogen werden wie die Bandbreite des gesamten Übertragungskanals $B = 8$ MHz oder die effektiv wirksame Rauschbandbreite bei einer Übertragung mit z.B. 6,9 Mbaud. Es ergeben sich für beide Fälle die in Abschnitt 3.5 dargestellten C/N_c bzw. MER_N -Werte {vgl. auch Gleichung (3.11)}, die sich nach Gleichung (3.28) um etwa 0,6 dB unterscheiden. Werden die DVB-C-Signale mit einer Leistungsreduktion von 10 dB gegenüber den Bildträgern der PAL-Signale übertragen, so garantiert die analoge Bezugskette für die DVB-C-Signale am Endgeräteeingang rechnerisch ein logarithmisches C/N_c von 30,8 dB bzw. ein logarithmisches C/N von 31,4 dB.
3. Die Intermodulationsabstände (CSOA und CTBA) zu den durch die PAL-Signale erzeugten Intermodulationsstörungen zweiter und dritter Ordnung sowie die Störabstände für Interferenzen und Gleichkanalstörungen verringern sich um den Betrag der Leistungsdifferenz, die zwischen den PAL-Bildträgersignalen und den DVB-C-Signalen eingestellt wird. Liegt diese Leistungsdifferenz, wie im letzten Absatz beschrieben, bei 10 dB gegenüber dem PAL-Bildträger, so berechnet sich für die DVB-C-Signale ein durch die analoge Bezugskette am Eingang der Endgeräte garantierter logarithmischer Signal-Stör-Abstand von 47 dB. Dieser Wert gilt sowohl für den CSOA und den CTBA als auch für die Signal-Stör-Abstände, die durch Interferenzen und durch Gleichkanalstörungen hervorgerufen werden.

Durch die Einspeisung der DVB-C-Signale entstehen weitere Störungen wie Intermodulationsprodukte, die sich z.B. durch Wechselwirkungen zwischen den DVB-C-Signalen ergeben. Diese neuartigen Störungen werden von den derzeit festgelegten Güteparametern der Bezugskette nicht erfaßt und deshalb auch erst in Kapitel 6 behandelt. Bei einer derartigen Umrechnung muß ein prinzipieller Unterschied zwischen der analogen und der digitalen Signalübertragung beachtet werden, der in der Möglichkeit besteht, die digital übertragenen Signale, z. B. in einer Kabelkopfstelle, so aufzubereiten, daß ihre Qualität mit der Qualität der Signale am Studioausgang identisch ist. Eine Akkumulation der Störungen aus den Übertragungstrecken der oberen Netzebenen auf die in den Netzebenen 3 und 4 erzeugten Störungen ist somit vermeidbar. Diese Regenerierung kann durch eine Demodulation und Decodierung der zugeführten Signale mit einer anschließenden Encodierung und Remodulation entsprechend der DVB-C-Spezifikation erfolgen. Wenn die Signale bei der Übertragung in den höheren Netzebenen bereits entsprechend der DVB-C-Spezifikation verarbeitet sind,

kann man prinzipiell auf ihre Regenerierung verzichten. Die in den höheren Netzebenen auftretenden Störungen und die sich daraus ergebenden Bitfehlerwahrscheinlichkeiten müssen in diesem Fall so gering sein, daß sie gegenüber den Störungen, die in den Netzebenen 3 und 4 auftreten, bzw. gegenüber den durch diese Störungen verursachten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten zu vernachlässigen sind. Weil die Störungen der verschiedenen Netzebenen i. allg. voneinander statistisch unabhängig sind, kann die aus den Störungen aller Netzebenen resultierende Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER_{res}), die sich am Ende der Bezugskette ergibt, aus einer in den höheren Netzebenen 1 und 2 entstehenden Bitfehlerwahrscheinlichkeit ($BER_{1,2}$) und einer in den Netzebenen 3 und 4 entstehenden Bitfehlerwahrscheinlichkeit ($BER_{3,4}$) abgeschätzt werden. Die Ergebnisse sind in **Abbildung 3.10** dargestellt. Es ist zu erkennen, daß eine Verfälschung der übertragenen digitalen Informationen in den höheren Netzebenen faktisch keine Auswirkung hat, wenn $BER_{1,2}$ um mehr als eine Zehnerpotenz kleiner ist als $BER_{3,4}$. Die theoretische Grenze ergibt sich durch den idealen Fall $BER_{1,2} = 0$, in dem durch die Korrektur aller in den höheren Netzebenen entstandenen Übertragungsfehler die resultierende BER_{res} mit $BER_{3,4}$ identisch ist.

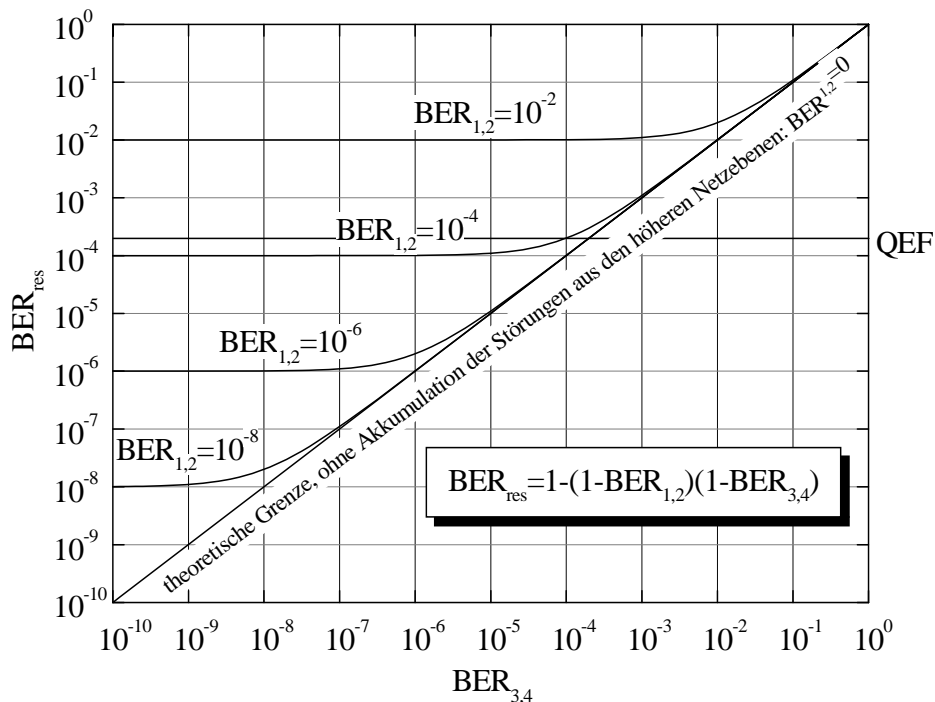


Abbildung 3.10: Auswirkungen auf die resultierende Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer statistisch unabhängigen Störakkumulation der Bitfehlerwahrscheinlichkeit aus den höheren mit denen aus den unteren Netzebenen

3.6 Weitere Anwendungen des DVB-C-Systems

Die in der DVB-C-Spezifikation festgelegten Verarbeitungsalgorithmen wurden außer für DVB-C für weitere Spezifikationen verwendet, deren vollständige Beschreibung in dieser

Arbeit nicht erfolgen kann. Deshalb wird nur kurz auf die jeweilige Anwendung hingewiesen und für die Vertiefung des Stoffes geeignete Literatur angegeben.

Die DVB-RCC-Spezifikation [ETS800] legt die Technik für die Übertragung von interaktiven Diensten in BK-Netzen fest. Sie ist zu diesem Zweck als bidirektionales Kommunikationssystem ausgelegt und läßt eine Datenübertragung in zwei Richtungen zu. Es wird für die vorwärtsgerichtete Übertragung zum Endteilnehmer ein sogenannter Downstream und für die Übertragung in Richtung Kabelkopfstelle ein sogenannter Upstream eingerichtet. Außerdem können zwei unterschiedliche Übertragungsprinzipien angewendet werden: das „Out-of-Band“(OOB)-Prinzip und das „In-Band“(IB)-Prinzip. Die Übertragung der digitalen Daten findet bei beiden Prinzipien auf der Basis von ATM-Zellen statt, die eine vollkommen andere Struktur aufweisen als die MPEG-2-Transportstrom-Pakete. Die Anwendung der DVB-C-Spezifikation erfolgt innerhalb des IB-Prinzips in Downstream-Richtung. Die in den ATM-Zellen enthaltenen Nutzdaten werden dabei so in die MPEG-2-Transportstrom-Pakete eingebettet, daß die Struktur des MPEG-2-Transportstroms erhalten bleibt. Derzeit wird durch das DVB-Projekt ein zusätzlicher Modus ausgearbeitet, mit dem die DVB-RCC-Spezifikation zukünftig auch für Kabeltelefoniedienste verwendet werden kann. Es ist auf diese Weise möglich, für die Rundfunksignale, die interaktiven Datensignale und für Telefonsignale ein und dasselbe Übertragungssystem zu benutzen. Die DVB-RCC-Spezifikation wird in [JAEGER2] und [LEVY] näher erläutert.

Die Arbeiten des Digital Audio-Visual Council (DAVIC) und des DVB-Projektes besaßen in einigen Bereichen dieselben Zielvorgaben. Durch die Bildung von projektübergreifenden Arbeitsgruppen konnten Spezifikationen wie die DVB-RCC-Spezifikation erarbeitet und gemeinsam bei Standardisierungsgremien wie ETSI eingereicht werden. Die DAVIC-Spezifikationen beginnen mit der Version 1.0. Die regelmäßig überarbeiteten Versionen erhalten fortlaufende Nummern. Der Teil 08 der Version 1.2 [DAVIC] behandelt die Protokolle der unteren Schichten des ISO/OSI-Schichtenmodells und die physikalischen Schnittstellen. Abschnitt 7.7 des Teils 08 entspricht bis auf wenige Abweichungen der DVB-C-Spezifikation.

Außer für die Übertragung von digitalen Daten in BK-Netzen wird die DVB-C-Spezifikation gleichfalls für die lokale terrestrische Übertragung im Mikrowellenbereich unterhalb von 10 GHz genutzt. Das DVB-MC-(DVB Microwave Cable-based-)System gehört zu der Klasse der „Microwave Multipoint Distribution Systems“ (MMDS). Die technische Voraussetzung für die Übernahme des DVB-C-Verarbeitungsalgorithmus in die DVB-MC-Spezifikation [ETS749] war ein einwandfreies Funktionieren des Systems bei der Übertragung im Mikrowellenbereich. Eine wesentliche kommerzielle Absicht war, in möglichst vielen Bereichen des DVB-Gesamtsystems eine identische Signalverarbeitung zu erreichen, was häufig als horizontale Lösung bezeichnet wird.

4 Digitale Übertragung im BK-Netz - Simulation, Realisierung, Analyse

Parallel zu der Entwicklung der DVB-C-Spezifikation durch das DVB-Projekt entstand am Institut für Nachrichtentechnik (IfN) der Technischen Universität Braunschweig ein Simulationsmodell, das auf der Basis des Programmpakets COSSAP der Firma Synopsys entwickelt wurde. Mit diesem Modell wurde die Leistungsfähigkeit des DVB-C-Verfahrens analysiert. Es wurden u.a. Erkenntnisse über die Fehlerfortpflanzung gewonnen, die bei einer Satellitenzuführung der Datensignale zu einer Kabelkopfstelle und einer anschließenden Verteilung durch das BK-Netz entstehen. Besonders interessante Aspekte ergaben sich für die Remodulation innerhalb der Kabelkopfstelle, wenn die für die Zuführung verwendeten Signale entsprechend der DVB-S-Spezifikation [ETS421] verarbeitet waren. Die durch die Untersuchungen gewonnenen Erkenntnisse flossen teilweise in die Arbeiten des DVB-Projektes ein. Außerdem wurden für die Verifikation der in dieser Arbeit durchgeführten theoretischen Untersuchungen und Simulationen ein nach den Vorgaben der Bezugskette

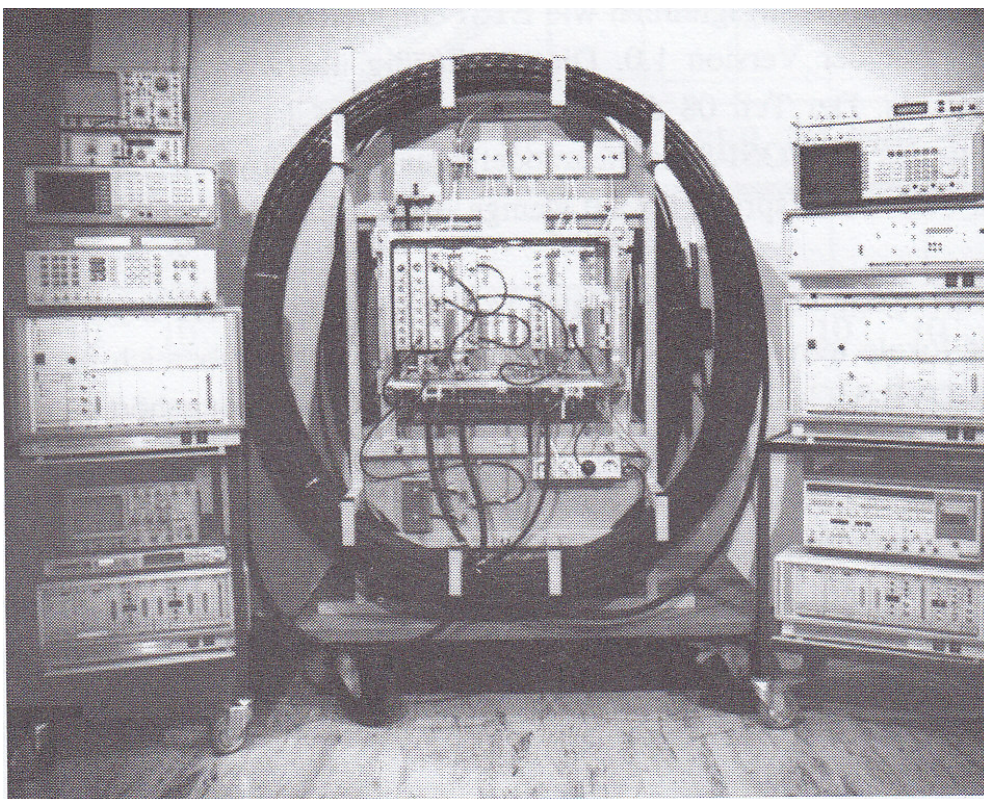


Abbildung 4.1: Aufbau des Laborkabelnetzes mit Sende-, Meß- und Empfangs- Equipment

dimensioniertes Kabelnetz sowie ein DVB-C-Sender und ein DVB-C-Empfänger in Form eines Laboraufbaus selbst entwickelt und realisiert. Ein wesentlicher Teil der Arbeiten wurde im Rahmen des vom BMBF geförderten Projektes ^HDTV_T durchgeführt. Zum Zeitpunkt des Beginns der Arbeiten, im Oktober 1993, stand weltweit noch kein DVB-C-spezifisches Equipment zur Verfügung. Sender- und Empfänger-Hardware wurde zum großen Teil unter Verwendung von komplexen programmierbaren Logikbausteinen der Firma ALTERA oder in diskreter Logik implementiert. Das Laborkabelnetz, der selbst entwickelte Sender und Empfänger sowie zusätzliches Meß-Equipment ist in **Abbildung 4.1** zu sehen.

4.1 Simulation des Übertragungssystems

Die Entwicklung des Simulationsmodells erfolgte mit dem o.g. Programmpaket. Ein Ziel der Simulationen war es, die Leistungsfähigkeit des DVB-C-Verfahrens zu überprüfen. Dazu mußten spezielle Verarbeitungsalgorithmen - wie die DVB-C-spezifischen Verarbeitungsschritte - selbst programmiert und als Funktionsblöcke bereitgestellt werden. Andere Funktionsblöcke - wie die Erzeugung eines gaußförmigen Rauschsignals - standen bereits zur Verfügung, so daß die ersten Simulationen nach kurzer Entwicklungszeit durchgeführt werden konnten. Dies war wegen des zu diesem Zeitpunkt fortgeschrittenen Standes der Spezifikationsarbeiten von großer Wichtigkeit. Die DVB-spezifischen Funktionsblöcke wurden außerdem bei der Entwicklung der Hardware für die Inbetriebnahme und die Prüfung der entsprechenden Schaltungen wie des RS-Encoders und -Decoders oder des Interleavers und Deinterleavers eingesetzt. Es fand also für viele Verarbeitungseinheiten ein paralleles Software-, Hardware-Design statt. Ein zweites Ziel der Entwicklung eines Simulationsmodells war die Untersuchung von typischen Übertragungsstörungen und die Überprüfung der theoretischen Ergebnisse. Übertragungstests in realen Netzen bieten nicht immer die Möglichkeit, die Auswirkungen von einzelnen Störgrößen exakt zu erfassen und quantitativ auszuwerten, da sich die nichtidealen Eigenschaften der eingesetzten Hardware verfälschend auf die Ergebnisse auswirken. Außerdem ist ein Simulationsprogramm flexibel anwendbar.

In **Abbildung 4.2** ist das Gesamtsystem des DVB-C-Übertragungsmodells zu sehen. Es besteht im wesentlichen aus einem Sendermodul, einem Modell der Kabelübertragungsstrecke und einem Empfängermodul. Im Sendermodul werden die durch die DVB-C-Spezifikation festgelegten Verarbeitungsschritte durchgeführt. Die Nutzdaten der MPEG-2-Transportstrom-Pakete werden durch Daten ersetzt, die mit einem Zufallsgenerator (PRBS) erzeugt werden. Die senderseitige Verarbeitung wird im Empfängermodul wieder rückgängig gemacht. Während der Simulationen, die der Untersuchung der Übertragungsstörungen dienten, waren die Kanalcodierung und Kanaldecodierung immer ausgeschaltet. Dies ist bei Untersuchungen von Übertragungssystemen i. allg. üblich; denn zum einen ist das Fehlerkorrekturverhalten des RS-Decoders bekannt und lassen sich dadurch die Restbitfehlerwahrscheinlichkeiten auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten des unkorrigierten

Datenstroms umrechnen, und zum anderen sind die Simulationszeiten mit aktivem Fehlerschutz unnötig lang, da die Restbitfehlerwahrscheinlichkeiten am Ausgang des Decoders sehr gering sind und - damit statistisch aussagekräftige Ergebnisse gewonnen werden können - entsprechend viele Daten übertragen werden müssen.

Das Kanalmodell berücksichtigt alle wesentlichen Störungen, die bei einer realen Übertragung auf der Übertragungsstrecke entstehen. Für die Implementierung des Modells mußten Annahmen getroffen werden, die die Realität z.T. nur näherungsweise beschreiben können. Dies gilt insbesondere für alle Störungen, für die angenommen wurde, daß zum Beispiel die Rauschstörungen und die Störungen durch Reflexionen nur jeweils einen Entstehungsort kennen. Die erste Störung, die sich beim Durchlaufen der Übertragungsstrecke dem DVB-C-Signal überlagert, ist das Phasenrauschen, das z.B. durch die innerhalb der Kabelkopfstelle eingesetzten Frequenzumsetzer verursacht wird. Die Frequenzumsetzer, die in den realen Empfängern einbaut sind, tragen ebenfalls zum gesamten Phasenrauschen bei. Das innerhalb der aktiven BK-Netzebenen verursachte Verstärkerrauschen wird durch den nächsten Block berücksichtigt. Störungen, die ebenfalls durch die aktiven Netzkomponenten und im besonderen durch den sehr hoch ausgesteuerten letzten Verstärker entstehen, sind die Intermodulationsstörungen. Im sich anschließenden passiven Netz treten in der Regel die größten Reflexionen auf. Störungen, die außerhalb des Netzes entstehen, werden sich ggf. unmittelbar vor dem Empfänger dem DVB-C-Signal überlagern, da die Netzabschirmungen an diesen Stellen die niedrigsten Werte haben. Dies gilt sowohl für Schmalband-Interferenzen als auch für Gleichkanalstörungen. Für die Untersuchungen der Fehlereinflüsse, die sich bei dem Einsatz eines nichtidealen Empfängers ergeben, wurde ein zusätzlicher Funktionsblock implementiert, der additives Rauschen erzeugt und sich innerhalb des DVB-C-Empfängermoduls befindet. Die empfängerinternen Störungen konnten bei den Simulationen aktiviert und deaktiviert werden.

Das Simulationsprogramm wurde so implementiert, daß alle linearen und additiven Übertragungsstörungen im äquivalenten Tiefpaßmodell simuliert werden. Die Untersuchung von Intermodulationsstörungen zwischen verschiedenen DVB-C-Signalen erfolgte nach einer hohen Überabtastung des DVB-C-Signals mit anschließender Modulation und unter Verwendung entsprechend modellierter Störsignale. Durch die Möglichkeit, alle Funktionsblöcke des Kanalmodells wahlweise zu aktivieren oder zu überbrücken, sind Untersuchungen von Einzelstörungen oder von Akkumulationen verschiedenartiger Störgrößen möglich. Dies gilt, wie oben bereits erläutert, auch für die empfängerinternen Störungen. Im Fall ihrer Deaktivierung besitzen Sender- und Empfängermodule praktisch ideale Eigenschaften. Die Untersuchungsergebnisse haben damit allgemeingültigen Charakter und sind nicht von der Güte einer speziellen Hardware abhängig. Auf die Verschlechterungen der mit realen Geräten gewonnenen Ergebnisse im Vergleich zu den simulierten Idealfällen wird in den folgenden Kapiteln hingewiesen.

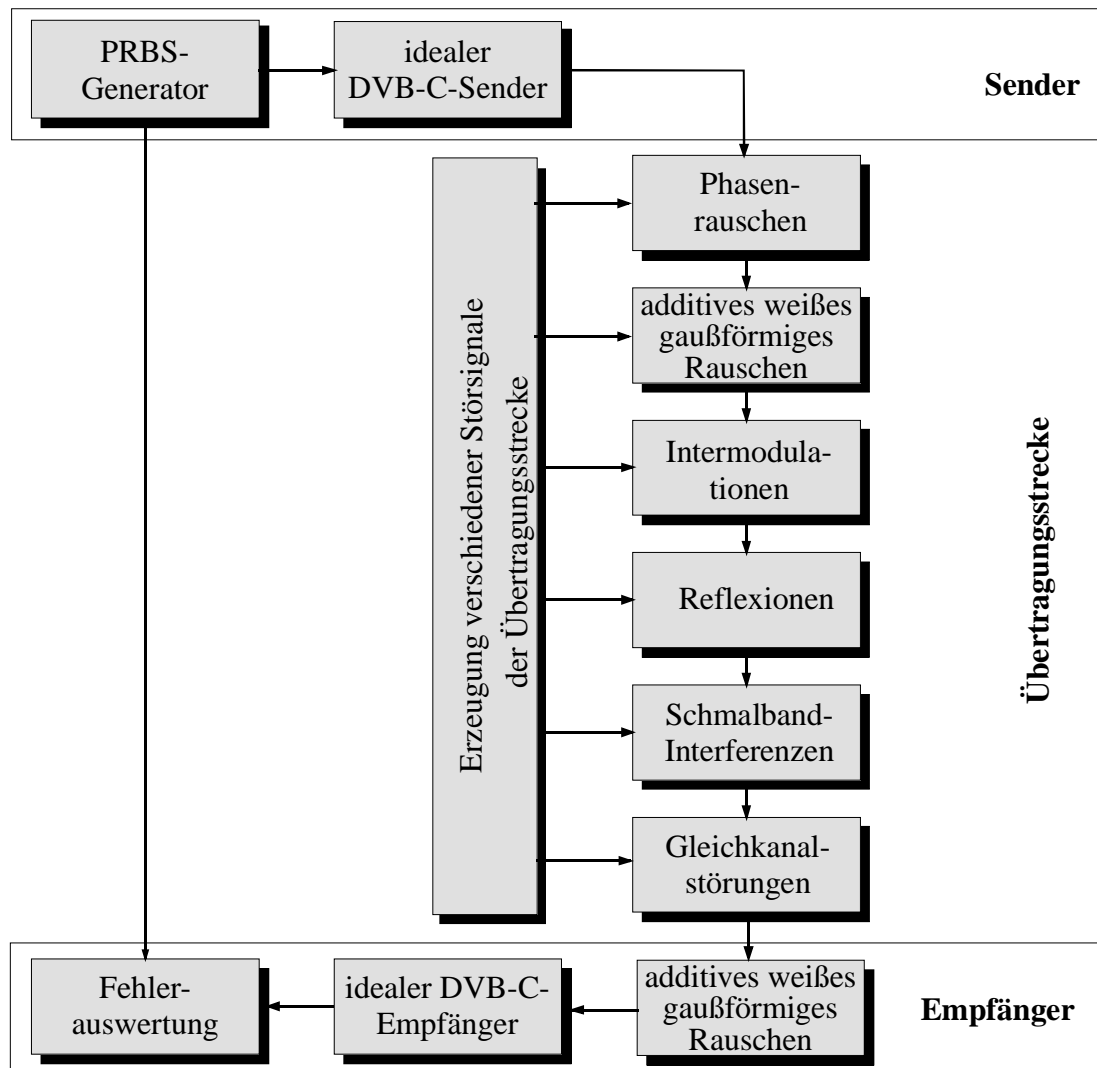


Abbildung 4.2: Blockdiagramm des Übertragungsmodells für die simulierte DVB-C-Übertragung im Kabel

4.2 Entwicklung des DVB-C-Senders in Hardware

Die Entwicklung des DVB-C-Senders erfolgte innerhalb der sechs folgenden Entwicklungsphasen:

1. Marktanalyse zur Verfügbarkeit von Bauelementen;
2. Ausarbeitung des Gerätekonzeptes;
3. Aufteilung in einzelne Verarbeitungseinheiten;
4. Festlegung der internen und externen Schnittstellen;
5. Realisierungsphase;
6. Inbetriebnahme und Prüfphase.

Das Gerätekonzept sieht eine grobe Aufteilung der Hardware in zwei Blöcke vor: die Kanalcodierung (inklusive des Basisband-Interface) und die Modulation. Eine detaillierte Einteilung in separate Verarbeitungseinheiten erfolgte unter Berücksichtigung der im Rahmen von studentischen Arbeiten vertretbaren Entwicklungskapazität. In den beiden folgenden Abschnitten wird getrennt für die Kanalcodierung und für die Modulation die Struktur des jeweiligen Teilsystems vorgestellt.

4.2.1 Kanalcodierung

Die Einteilung des Kanal-Encoders inklusive des Basisband-Interface in einzelne Verarbeitungseinheiten entspricht im wesentlichen der in der DVB-C-Spezifikation festgelegten Aufteilung. Sie ist in **Abbildung 4.3** dargestellt.

Das *Basisband-Interface* wurde entsprechend der in [ETR290] definierten synchronen Parallelschnittstelle ausgelegt [PHILIPPS]. Es erwartet einen MPEG-2-Transportstrom, dessen Daten zu jeweils 8 bit parallel anliegen müssen. Ein FIFO-Speicher dient als zeitlicher Pufferspeicher, der die MPEG-2-Transportstrom-Pakete auf ein internes Datenformat umsetzt. Wenn sich keine Daten im FIFO befinden, wird durch ein rückgekoppeltes Schieberegister der Länge $2^{23}-1$ eine PRBS entsprechend [CCITT] erzeugt, in MPEG-2-Transportstrom-Pakete eingebettet und als Ersatzsignal der nachfolgenden Verarbeitungsstufe zugeführt. Diese eingefügten Pakete heißen Stopfpakete und werden als solche in ihren Headern gekennzeichnet, indem der jeweilige PID auf den hexadezimalen Wert $1FFF_{\text{HEX}}$ gesetzt wird.

Der Auslesetakkt des FIFOs ist der verwendete Systemtakt. Er wird in der *Takterzeugung* durch einen Quarzoszillator generiert und besitzt eine mit der zu übertragenden Symbolrate

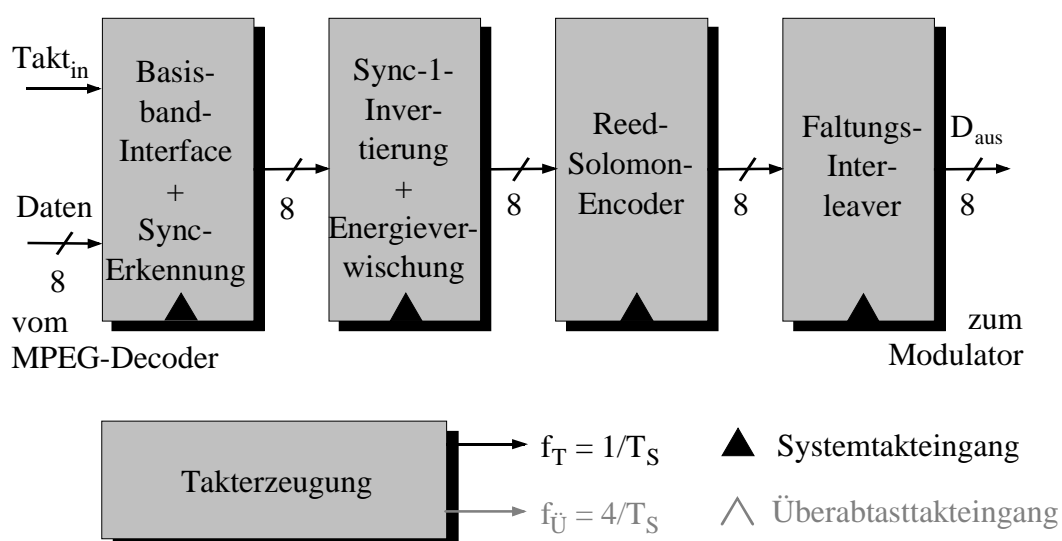


Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Kanal-Encoders

identische Frequenz $f_T = 1/T_S$, die unabhängig von der Frequenz des Eingangstaktes ist. Phasensynchron zum Systemtakt wird zudem ein Überabtasttakt erzeugt, der die vierfache Frequenz $f_U = 4/T_S$ des Systemtaktes hat. Dieses Taktsignal wird jedoch nur innerhalb des Modulators und nicht im Kanal-Encoder verwendet. Die Symbolrate kann durch einen Austausch des Quarzoszillators eingestellt werden. Derzeit wird eine Symbolrate von 6,9 Mbaud erzeugt (siehe Abschnitt 3.4).

Die *Energieverwischung* (Energy Dispersal) wird durch eine bitweise „Exklusiv-oder“-Verknüpfung der gültigen Daten mit einer PRBS erreicht. Die DVB-C-Spezifikation beschreibt eine bitserielle Erzeugung der PRBS durch ein rückgekoppeltes Schieberegister. Dieser Algorithmus wurde in eine byteparallele Signalverarbeitung umgerechnet und aufgebaut [SCHRÖD]. Dadurch war es möglich, für die Verknüpfung der einzelnen Bits den Systemtakt zu verwenden. Der Start der PRBS findet zeitgleich am Anfang eines jeden achten MPEG-2-Paketes statt und wird im Datenstrom durch die Invertierung des aktuellen MPEG-Sync-Bytes gekennzeichnet. Nach jedem achten Paket muß die Sequenz wiederholt werden, so daß jedes achte MPEG-Sync-Byte invertiert übertragen wird. Die MPEG-Sync-Bytes selbst bleiben von der Verknüpfung ausgeschlossen.

Um die byteparallele Verarbeitung auch im *RS-Encoder* beibehalten zu können, wurde das von der Firma Philips BTS vertriebene IC mit der Bezeichnung BTS005 eingesetzt. Es berechnet zu jedem MPEG-2-Transportstrom-Paket 16 Redundanz-Bytes und fügt diese am Ende des jeweiligen Paketes ein. Die dafür erforderlichen zeitlichen Lücken im Datenstrom von jeweils sechzehn Taktzyklen wurden bereits durch das Basisband-Interface erzeugt.

Die im *Faltungs-Interleaver* durchgeführte definierte Verwürfelung der Daten wird durch den Einsatz von zwölf parallelen Verzögerungsleitungen erreicht, die jeweils durch einen FIFO-Speicher realisiert wurden [SABBAN2]. Weil die direkte Adressierung der Speicherzellen in den FIFO-Bausteinen enthalten ist, reduziert sich das für die Steuerung notwendige Schaltwerk auf ein Minimum. Der schaltungstechnische Aufwand dieser Architektur wird deshalb sehr gering. Nachteil ist der entstehende Überschuß an nicht genutzter Speicherkapazität, der jedoch für die Realisierung des Senders in Prototypform keine dominierende Rolle spielte.

4.2.2 Modulation

Die encodierten und verwürfelten MPEG-2-Transportstrom-Pakete werden im Modulator entsprechend der DVB-C-Spezifikation vorverarbeitet und anschließend durch einen zugekauften Quadratur-Mischer in den Hochfrequenz-(HF-)Bereich umgesetzt. Die Aufteilung der Vorverarbeitungseinheit ist in **Abbildung 4.4** dargestellt.

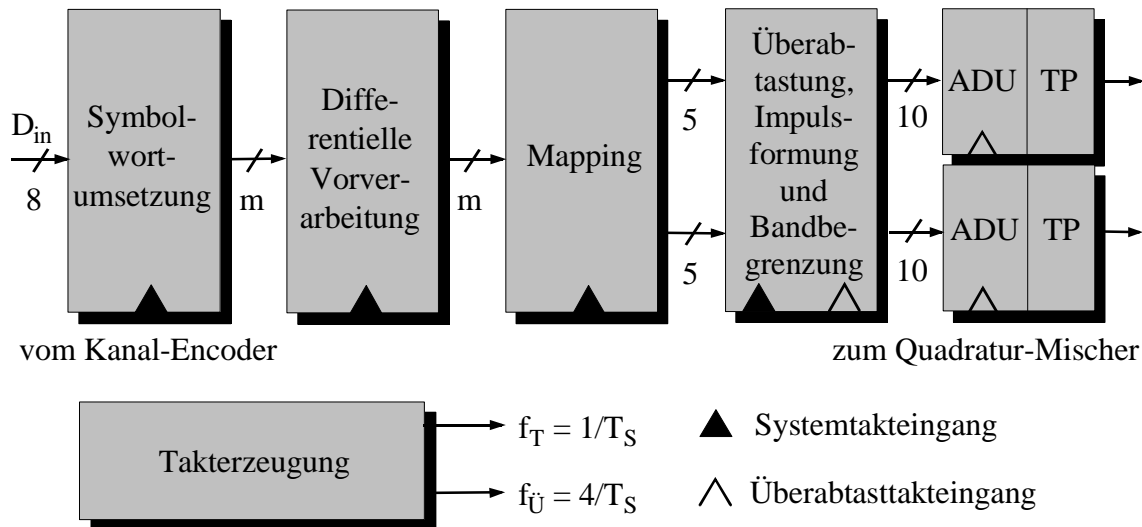


Abbildung 4.4: Blockschaltbild der Vorverarbeitung im Modulator

Der *Symbolwortumsetzer* faßt die $m = \text{ld}(M)$ bit, die pro Symbol übertragen werden sollen, zu Symbolwörtern entsprechender Breite zusammen [DIKKAN]. Dies geschieht durch eine Multiplex-Logik. Durch die Reduzierung der Wortbreiten im Fall der 16- und 64-QAM von 8 bit auf 4 bzw. 6 bit ist für die Weiterverarbeitung der 1632 bit Nutzdaten pro Paket eine Vergrößerung der Anzahl von Taktzyklen und damit eine zeitliche Dehnung notwendig, die mit einem Pufferspeicher erreicht wird. Die dafür erforderlichen zeitlichen Lücken im Datenstrom wurden bereits durch das Basisband-Interface erzeugt. Am Ausgang des Symbolwortumsetzers sind keine Lücken mehr im Datenstrom vorhanden.

Die *differentielle Vorverarbeitung* der beiden MSBs jedes Symbolwortes A_k und B_k wird anschließend entsprechend den in der DVB-Spezifikation festgelegten Booleschen Gleichungen

$$\begin{aligned} I_k &= ((A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus I_{k-1})) + ((A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus Q_{k-1})) \quad \text{und} \\ Q_k &= ((A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus Q_{k-1})) + ((A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus I_{k-1})) \end{aligned} \quad (4.1)$$

durchgeführt. Die Verknüpfungsergebnisse werden I_k und Q_k genannt; ihre zeitlichen Vorgänger heißen I_{k-1} und Q_{k-1} . Die für die Verknüpfung notwendige Hardware wurde mit diskreter Logik aufgebaut. Sinn und Zweck dieser Maßnahme ist die Schaffung einer „Immunität“, die das DVB-C-Signal dadurch gegenüber der bei der empfängerseitigen Trägersrückgewinnung entstehenden Phasenunsicherheit von $n \cdot 90^\circ$ erhält (siehe [REIMERS1], Kap. 10).

Ein im *Mapper* installiertes EPROM bildet die Bitkombinationen der Symbolwörter auf digitale Amplitudenpaare ab, die in Abschnitt 3.3 als komplexwertige Symbole beschrieben wurden. Für die Amplitudenauflösung der beiden Komponenten der Symbole (Inphase- und Quadratur-Komponente) reichten jeweils 5 bit aus.

Die in der *Impulsformung und Bandbegrenzung* realisierten Filter [GÄDEKEN] sind als Interpolationsfilter aufgebaut. Durch das Einfügen von drei Nullsymbolen hinter jedem Symbol wird eine vierfache Überabtastung der Inphase- und der Quadratur-Komponente erreicht. Die beiden Interpolationsfilter errechnen die fehlenden zeitlichen Abtastwerte. Um eine möglichst exakte zeitliche Interpolationswirkung zu erreichen, wurden die Filter-Koeffizienten durch eine Abtastung der idealen Filter-Impulsantwort eines „Square-Root Raised-Cosine“-Filters direkt im Zeitbereich gewonnen. Der in [KORN, Kap. 4] angegebene zeitliche Funktionsverlauf muß für diese Anwendung normiert und an den Stellen $t = i \cdot T_s/4$ vierfach überabgetastet werden. Auf diese Weise ergeben sich der Ausdruck des zeitdiskreten Elementarimpulses

$$g_d(i) = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot i}{4}(1 - \alpha)\right) + \alpha \cdot i \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{4}(1 - \alpha)\right)}{\frac{\pi \cdot i}{4}(1 - (\alpha \cdot i)^2)} \quad (4.2)$$

und damit die für die Filterung notwendigen Filterkoeffizienten. Die Amplitudenquantisierung der Filterkoeffizienten wurde durch das eingesetzte Filter-IC L64245 FIR der Firma LSI Logic mit 10 bit vorgegeben. Für eine optimale Nutzung der zur Verfügung stehenden Amplitudenstufen ist die Impulsantwort des Sendefilters auf ihren maximalen Wert an der Stelle $t = 0$ zu normieren. Nach Anwendung der Regel von de l'Hospital [BRONST, Abschnitt 3.1.4.1.3] ergibt sich für diesen Funktionswert

$$g_d(0) = \left(1 - \alpha + \frac{4 \cdot \alpha}{\pi}\right) \cong 1,041. \quad (4.3)$$

Die in der Hardware eingesetzten FIR-(Finite Impulse Response-)Filter haben Impulsantworten, die eine Implementierung von 103 Filterkoeffizienten zulassen. Dadurch entsteht eine zeitliche Begrenzung der Impulsantworten, die einer rechteckförmigen Fensterfunktion entspricht. Aufgrund der hohen Anzahl der verwendeten Filterkoeffizienten hat die zeitliche Fensterfunktion praktisch keinen Einfluß auf das Leistungsdichtespektrum des Basisbandsignals. Kritischer wirkt sich die 10-bit-Amplitudenauflösung der Filterkoeffizienten aus. Sie zieht eine Reduzierung der Sperrdämpfung nach sich, die zum Beispiel in Abbildung 3.7 sehr deutlich anhand des gemessenen Leistungsdichtespektrums zu erkennen ist. Die von der DVB-C-Spezifikation geforderte Sperrdämpfung von 43 dB wird, mit Ausnahme der Dämpfung des ersten Nebenzipfels bei der normierten Frequenz von etwa $0,65/T_s$, durch die realisierten Filter jedoch weitgehend eingehalten.

Eine wichtige Größe für die Dimensionierung des eingesetzten *Digital-Analog-Umsetzers* (DAU) ist der sich am Ausgang ergebende Signal-Stör-Abstand. Aus dem in der Videotechnik üblichen logarithmischen Störabstandsmaß zwischen Signalspitzenwert und Effektivwert des Quantisierungsrauschens [SCHÖNFDI] kann für die beiden Basisband-Komponenten ein Signal-Quantisierungsrausch-Abstand berechnet werden, wenn zum einen

die durch die Interpolationsfilter erzeugten zeitlichen Überschwinger und zum anderen das Verhältnis zwischen dem maximalen Symbolzustand und der Varianz der Symbole beachtet werden. Der maximal mögliche Wert, den die Überschwinger bei einer Speisung der Interpolationsfilter mit einer geeigneten Symbolfolge erreichen können, ergibt sich durch die Summe der um die halbe Symboltaktperiode (entsprechend 2 Perioden des Überabtasttaktes) verschobenen Betragsfunktion des überabgetasteten Elementarimpulses, die auf die Summe des entsprechend abgetasteten, jedoch nicht verschobenen Elementarimpulses normiert wird. Bei einer gleichzeitigen Verarbeitung von 25 Symbolen innerhalb eines Filters liegt der Wert um

$$20 \cdot \log \left(\frac{\sum_{i=-12}^{12} |g_d(4 \cdot i - 2)|}{\sum_{i=-12}^{12} g_d(4 \cdot i)} \right) \cong 6,6 \text{ dB} \quad (4.4)$$

oberhalb des im Mapper-EEPROM abgelegten maximalen Symbolzustands. Das Verhältnis von maximalem Symbolzustand zur Standardabweichung σ_d (sie entspricht der Quadratwurzel aus der Varianz) ergibt in Anlehnung an die Gleichungen (3.7) und (3.8) einen Wert von

$$20 \cdot \log \left(\frac{|d(\sqrt{M}, \sqrt{M})|}{\sigma_d} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right) \cong \begin{cases} 2,6 \text{ dB} & \text{für } 16\text{-QAM} \\ 3,7 \text{ dB} & \text{für } 64\text{-QAM} \\ 4,2 \text{ dB} & \text{für } 256\text{-QAM} \end{cases} \quad (4.5)$$

Der Signal-Quantisierungsrausch-Abstand berechnet für sich eine 64-QAM damit in Abhängigkeit von der Größe der Quantisierungsstufe Δ (vgl. [ELSNER]) zu

$$\begin{aligned} 10 \cdot \log \left(\frac{S}{N_Q} \right) &= 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{12}}{\Delta} \right) - 6,6 \text{ dB} - 3,7 \text{ dB} \cong 20 \cdot \log \left(\frac{1}{\Delta} \right) + 0,5 \text{ dB} \\ &= D + 0,5 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4.6)$$

und entspricht bis auf eine minimale Abweichung von 0,5 dB dem Dynamikbereich D des quantisierten Signals. In **Tabelle 4.1** sind die Ergebnisse aus

	Δ	D	$10 \cdot \log(S/N_Q)$
6 bit	2^{-6}	36 dB	36,5 dB
8 bit	2^{-8}	48 dB	48,5 dB
10 bit	2^{-10}	60 dB	60,5 dB

Tabelle 4.1: Maximal mögliche Signal-Quantisierungsrausch-Abstände bei DAUs mit verschiedenen Amplitudenauflösungen am Beispiel einer 64-QAM

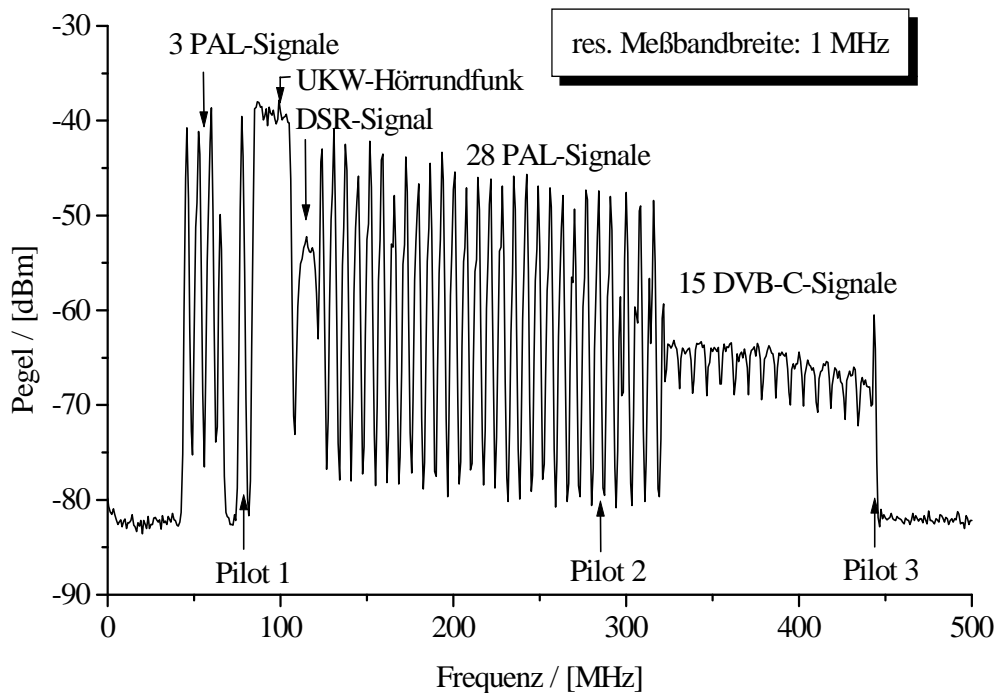


Abbildung 4.5: Gemessenes Leistungsspektrum des im Braunschweiger BK-Netz angebotenen HF-Signalgemisches (Stand: Juli 1997)

Gleichung (4.6) für drei DAUs mit unterschiedlicher Amplitudenauflösung eingetragen. Durch einen Vergleich mit Abbildung 3.6 ist zu erkennen, daß es unter idealen Bedingungen für eine 256-QAM-Übertragung ausreichend wäre, im Basisband zwei DAUs mit einer Amplitudenauflösung von jeweils 6 bit einzusetzen. Die real erreichbaren Werte liegen jedoch wegen der begrenzten Wortbreiten der vorgeschalteten digitalen Verarbeitungsstufen (z. B. der digitalen Filter) nicht so hoch. Die technischen Lieferbedingungen der Deutschen Telekom [DTAG2] schreiben für die in Kabelkopfstellen eingesetzten Quadratur-Amplitudenmodulatoren vor, daß sie nach Ausgleich von linearen Signalverzerrungen im Meßgerät eine MER > 40 dB aufweisen müssen. Dies setzt den Einsatz von DAUs voraus, die eine Amplitudenauflösung von mindestens 8 bit haben. Um bei verschiedenen Experimenten, die mit dem Laboraufbau durchgeführt werden sollten, den Einfluß der Analog-Digital-Umsetzung (ADU) völlig ausschließen zu können, wurden zwei DAUs mit einer Amplitudenauflösung von jeweils 10 bit verwendet.

Für die Auslegung der *analogen Nachfilter* ist es wichtig, daß der Einfluß der zeitlichen Haltefunktion kompensiert wird, die sich bei realen Signalen - zum Beispiel durch die im DAU eingesetzte Abtast- und Halteschaltung - für die Dauer einer Abtastperiode jedem Dirac-Impuls {vgl. Gleichung (3.14)} überlagert. Das Nachfilter muß zu diesem Zweck im Übertragungsbereich einen zur si-Funktion inversen Amplitudenfrequenzgang besitzen, der auf die verwendete Überabtastfrequenz abgestimmt ist. Außerdem ist es wichtig, daß dem Filterausgangssignal keine zusätzliche Gleichspannung überlagert wird, sondern daß der Gleichanteil der Basisbandsignale möglichst den Wert Null behält, so wie es bereits systemtheoretisch in Abschnitt 3.3 beschrieben wurde.

Die *Quadratur-Mischung* erfolgt, wie oben erwähnt, durch ein zugekauftes Gerät der Firma Hewlett Packard, welches die Multiplikation der Basisbandsignale mit der Inphase- bzw. der Quadratur-Komponenten des Trägers {siehe Gleichung (3.21)} durchführt. Aufgrund der hohen Gleichspannungsunterdrückung, die der Quadratur-Mischer für die Trägersignale sicherstellt, und dem bereits erläuterten Fehlen eines Gleichanteils bei den Basisbandsignalen findet bei der Umsetzung des Signals in den HF-Bereich eine Trägerunterdrückung statt.

4.3 Auslegung des Laborkabelnetzes

Der Aufbau eines Laborkabelnetzes [HERREN] sollte die Durchführung von Übertragungstests in einer realen Umgebung ermöglichen. Diese Anforderung setzte voraus, daß vom Signaleinspeisepunkt einer Kabelkopfstelle bis zur Teilnehmeranschlußdose die drei Übertragungsabschnitte: Kabelkopfstelle, Netzebene 3 und Netzebene 4 mit den für sie jeweils typischen Netzkomponenten aufgebaut wurden. Weil in realen Netzen sehr unterschiedliche Empfangssituationen existieren und möglichst viele dieser Situationen durch das Labornetz nachgebildet - also simuliert - werden sollten, mußte dieses flexibel konfigurierbar sein. Der im folgenden als Kabelsimulator bezeichnete Aufbau hat deshalb eine qualitativ hochwertige Grundkonfiguration. Durch verschiedene bauliche Maßnahmen - wie das Entfernen von Abschlußwiderständen oder das Einspeisen von zusätzlichen Störsignalen - kann die durch den Kabelsimulator bereitgestellte Übertragungsqualität sehr stark verringert werden. Wenn der Kabelsimulator mit für die kabelgebundene Übertragung typischen Signalen belastet werden soll, ist es möglich, das im Braunschweiger BK-Netz übertragene breitbandige HF-Signalgemisch einzuspeisen. Es besteht aus 31 PAL- und 15 DVB-C-Signalen, einem Signal für das digitale Satellitenradio (DSR), dem UKW-Hörrundfunk sowie den drei Piloten (siehe auch Abschnitt 2.1). Das gemessene Spektrum des HF-Signalgemisches im Braunschweiger BK-Netz per Jahresmitte 1997 ist in **Abbildung 4.5** dargestellt.

4.3.1 Kabelkopfstelle

Innerhalb der Kabelkopfstelle des Kabelsimulators werden alle Signale in das Kabelnetz eingespeist. Zu diesem Zweck wurde ein Koppler installiert, der drei Eingänge und vier Ausgänge für breitbandige Signale besitzt. In der Regel ist an einen Eingang ein DVB-C-Signal angeschlossen. Neben dem Nutzsignal können zwei Störsignale eingekoppelt werden. An einen der vier Ausgänge, die der Koppler zur Verfügung stellt, ist ein Sendeverstärker und eine Fernspeiseweiche angeschlossen. Über diesen Zweig wird das Signal in die Netzebene 3 geführt. Durch die restlichen drei Ausgänge können die Signale beispielsweise für die

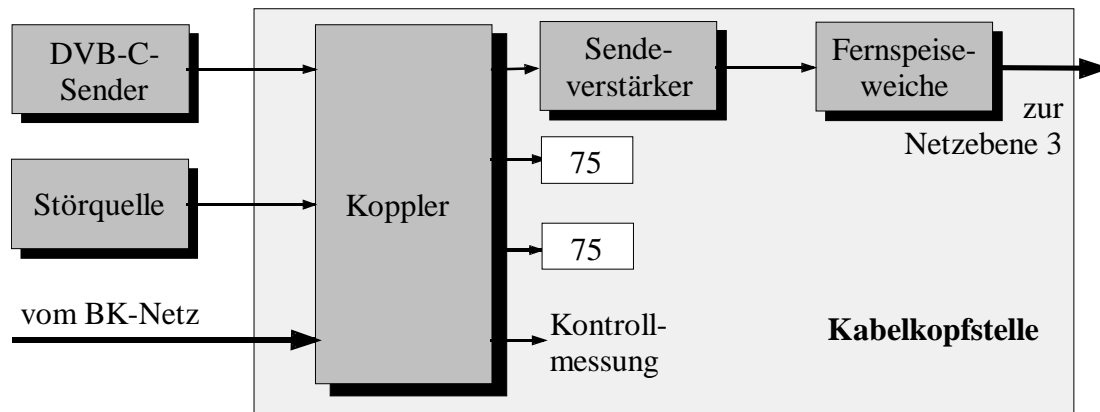


Abbildung 4.6: Blockschaltbild der Kabelkopfstelle des Kabelsimulators

Erzeugung von Reflexionen ausgekoppelt werden. Das Blockschaltbild der Kabelkopfstelle ist in **Abbildung 4.6** zu sehen.

4.3.2 Netzebene 3

Der aktive Teil der Netzebene 3 besteht aus sehr hochwertigen Komponenten. In diesem Bereich wird typischerweise ein Koaxialkabel mit der Bezeichnung 1qKx verwendet. Der im Kabelsimulator eingesetzte Kabelstrang ist genau von diesem Typ und hat eine Länge von 134 m. Die technischen Parameter dieses Kabeltyps und der Kabeltypen, auf die im folgenden noch verwiesen wird, sind in Anhang E angegeben. Dem ersten Kabelstrang folgt ein AB-Verstärkerpunkt, an dessen Eingang eine Fernspeiseweiche und ein auf den Kabeltyp und die Kabellänge abgestimmter Entzerrer installiert sind. Das Herzstück des Verstärkerpunktes bildet der AB-Verstärker. Mit den hohen Güteigenschaften dieser Netzebene ist eine große Störsicherheit des Signals verbunden. Der Hauptteil der zu untersuchenden Signalverzerrungen entsteht also erst in den nachfolgenden Ebenen. Deshalb wird an dieser Stelle von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, das Signal aus dem AB-Zweig auszukoppeln und über einen C-Verstärker und einen C-Verteiler in das passive Netz einzuspeisen. Der auf dieser Ebene verwendete Kabeltyp heißt 1nKx. Alle sechs durch Abzweiger getrennten Kabelstränge haben eine Länge von 30 m. Die Abzweiger selbst bilden die Schnittstellen zur D-Ebene. Über ein Kabel vom Typ 1iKx, welches ebenfalls eine Länge von 30 m besitzt, mündet die D-Ebene des BK-Netzes in einen Hausübergabepunkt. Das Blockschaltbild der aufgebauten Netzebene 3 des Kabelsimulators zeigt **Abbildung 4.7**. Die Längen der einzelnen Kabelstränge des Kabelsimulators wurden möglichst kurz, jedoch in allen Fällen praxisnah ausgewählt. Alle verwendeten Bauteile sind hochwertige BK-Netz-Komponenten, die von der Firma Fuba bezogen wurden.

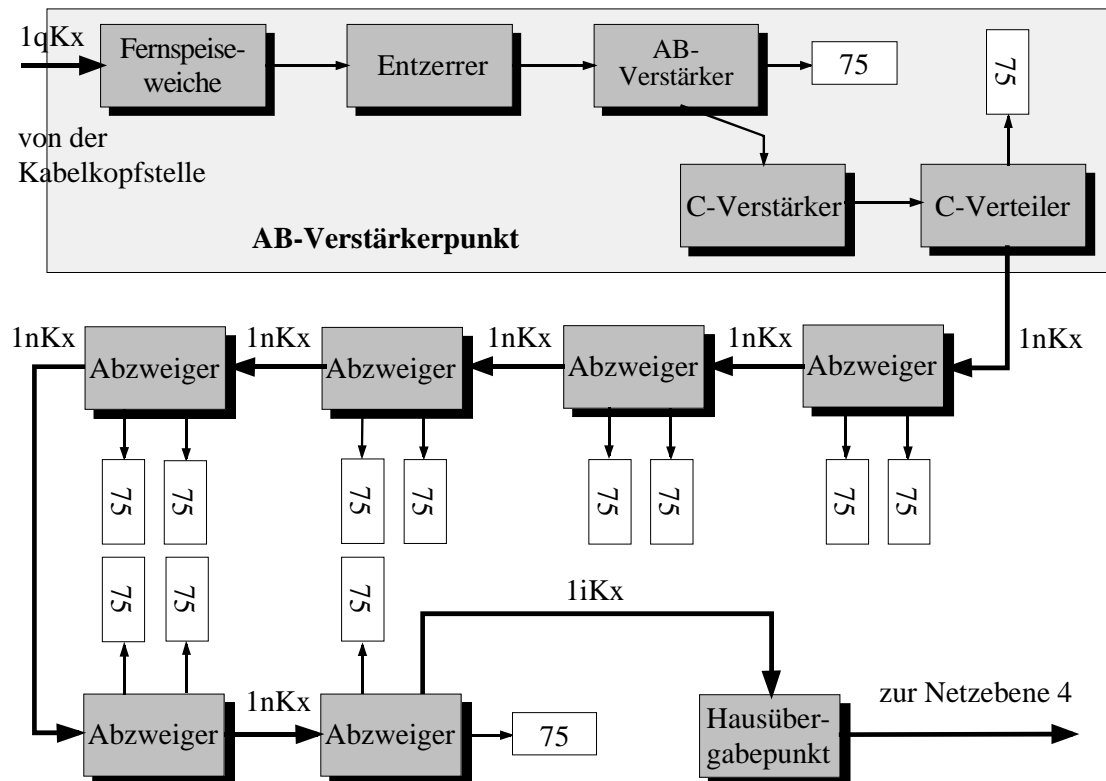


Abbildung 4.7: Blockschaltbild der Netzebene 3 des Kabelsimulators

4.3.3 Netzebene 4

Hinter dem Übergabepunkt folgt das Hausverteilnetz des Kabelsimulators, dessen realisierte Netzstruktur **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** zeigt. Über einen Eingangsverstärker wird der Signalpegel um 24 dB angehoben. Es folgt ein Verteiler, der das Signal auf zwei parallele Pfade aufteilt, von denen einer mit 75 Ω abgeschlossen ist. Der andere Pfad besteht aus vier Teilnehmeranschlußdosen, die jeweils durch ein 3 m langes Koaxialkabel miteinander verbunden sind und von denen die letzte Dose mit einem Abschlußwiderstand abgeschlossen ist.

Auch die Netzebene 4 ist so aufgebaut, daß sich realistische Übertragungseigenschaften ergeben. Da Hausverteilnetze oftmals von privaten Hausbesitzern möglichst kostengünstig installiert werden, wurde bei der Auswahl der Bauteile preiswerten und qualitativ geringwertigen Komponenten der Vorzug gegeben.

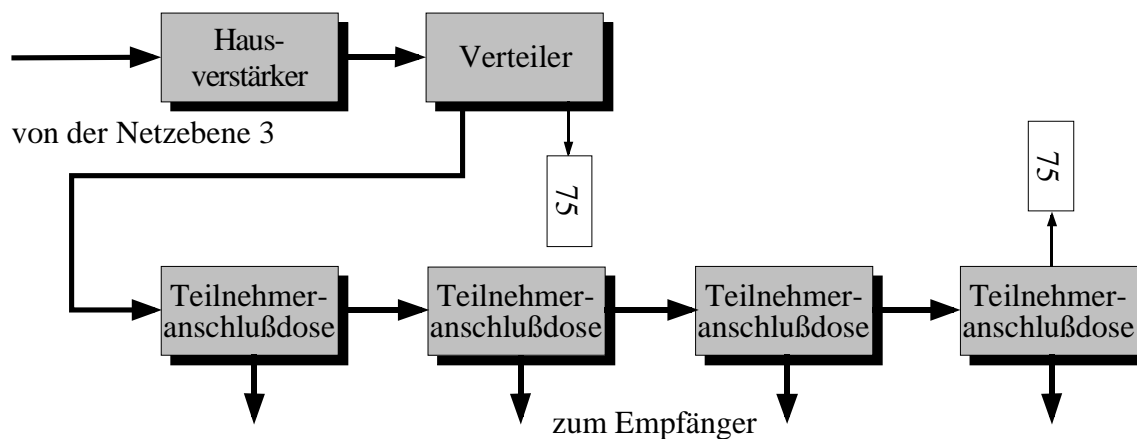


Abbildung 4.8: Blockschaltbild der Netzebene 4 des Kabelsimulators

4.4 Entwicklung des DVB-C-Empfängers in Hardware

Die Signalverarbeitung im DVB-C-Empfänger findet innerhalb von drei Verarbeitungsblöcken statt: der analogen Vorverarbeitung, dem Demodulator und dem Kanal-Decoder. Jeder Block wird in einem der folgenden Abschnitte separat vorgestellt. In den folgenden Gleichungen werden die empfangenen Signale durch „gestrichene Größen“ gekennzeichnet, da sie immer durch Störungen überlagert sind. Sie unterscheiden sich somit von den gesendeten Signalen.

4.4.1 Analoge Vorverarbeitung

Die analoge Vorverarbeitungsstufe [GOEDE] arbeitet nach dem Superheterodynprinzip, wobei ein Synthesizer-Tuner das hochfrequente DVB-C-Signal in eine feste Zwischenfrequenzlage (ZF-Lage) heruntermischt und dort ein steilflankiges Bandpaßfilter eine Kanalselektion durchführt. Die Frequenz des unterdrückten DVB-C-Trägers in der ZF-Lage f_{ZF} ergibt sich aus der Differenz zwischen der Umsetzfrequenz des Tuneroszillators und der Mittenfrequenz des Kabelkanals. Über die *Tunersteuerung* kann der Tuneroszillator in 62,5-kHz-Schritten abgestimmt werden. In Anlehnung an die von der analogen Fernsehtechnik her allgemein bekannte Zwischenfrequenzcharakteristik [SCHÖNFD2] haben sich für die Mittenfrequenz des DVB-C-Signals in der ZF-Lage bei den Herstellern von Endgeräten in der Praxis zwei Möglichkeiten durchgesetzt: $f_{ZF} = 36,0$ MHz und $f_{ZF} = 36,125$ MHz, von denen die letztere in der analogen Vorverarbeitungsstufe realisiert wurde. Die Oszillatorfrequenz des Tuners f_{Tuner} ist, genau wie bei einem Empfang von PAL-Signalen, um f_{ZF} größer als die Trägerfrequenz f_c des DVB-C-Signals im Übertragungskanal. Dies hat zur Folge, daß sich das in der

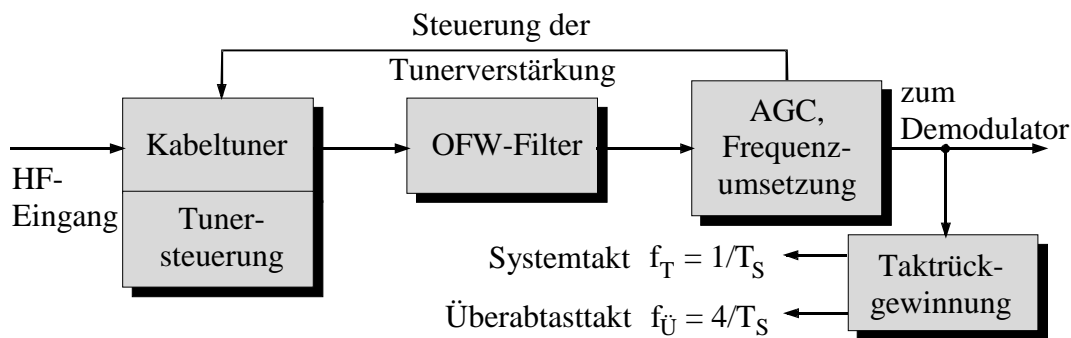


Abbildung 4.8: Blockschaltbild der analogen Vorverarbeitungsstufe

Zwischenfrequenzlage entstehende DVB-C-Spektrum symmetrisch zum unterdrückten Träger spiegelt. Die Spiegelung wird häufig auch als Spektruminvertierung bezeichnet und ist von der PAL-Übertragungstechnik her bekannt. Für die Berechnung der spektralen Leistungsdichte entsprechend den Gleichungen (3.21) bis (3.24) ist diese Spiegelung jedoch nicht von Bedeutung, da es sich um ein symmetrisches Betragsspektrum handelt. Der Einfluß der Spektruminvertierung kann im Zeitbereich beschrieben werden. Nach der Kanalselektion durch das *Oberflächenwellen-(OFW-)Filter* entsteht der zeitliche Signalverlauf

$$s'_{\text{DVB}}(t) \cdot s_{\text{Tuner}}(t) = \left[s'_I(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi f_c t) - s'_Q(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi f_c t) \right] \cdot 2 \cos(2\pi(f_c + f_{\text{ZF}})t) \quad (4.7)$$

$\xrightarrow{\text{ZF-Filterung}}$

$$s'_{\text{DVB,ZF}}(t) = s'_I(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi f_{\text{ZF}} t) + s'_Q(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi f_{\text{ZF}} t),$$

bei dem sich die Spektruminvertierung durch das inverse Vorzeichen der Q-Komponente im Vergleich zu dem in Gleichung (3.21) verwendeten Ausdruck bemerkbar macht. Die Spektruminvertierung kann somit durch eine erneute Umsetzung in eine zweite ZF, durch eine zusätzliche 180°-Phasendrehung der Q-Komponente bei der Demodulation oder durch eine Invertierung der Imaginäranteile der komplexen Symbolwörter d_Q nach der Demodulation kompensiert werden.

Nach der ZF-Filterung wird innerhalb des eingesetzten Philips-ICs TDA 9819 eine automatische Amplitudenregelung (Automatic Gain Control {AGC}) durchgeführt. Außerdem erzeugt das IC ein Regelsignal, mit dem die Eingangsverstärkung des Kabeltuners nachgestellt werden kann. Die Signalverbindung zum Tuner wird in **Abbildung 4.8** als Tunerverstärkung bezeichnet. Innerhalb des TDA 9819 findet außerdem eine Frequenzumsetzung des DVB-C-Signals in eine zweite Zwischenfrequenzebene statt, in der die Mittenfrequenz des DVB-C-Signals im Idealfall der übertragenen Symbolrate $1/T_S$

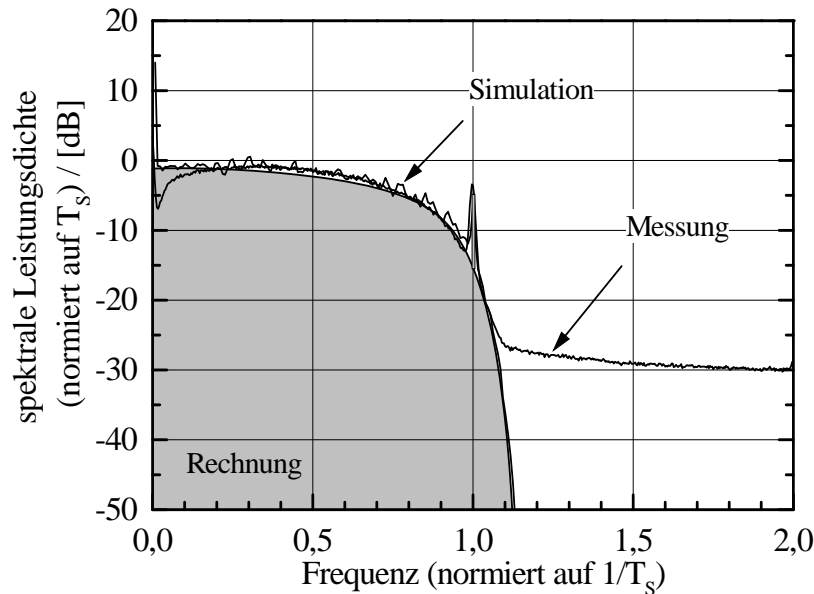


Abbildung 4.9:
Einseitige, spektrale
Leistungsdichte des
Tiefpaßanteils eines in
der ZF-Ebene
 quadrierten DVB-C-
 Signals: Rechnung,
 Simulation und Messung

entspricht. Bei dieser zweiten Frequenzumsetzung wird wiederum eine Spektruminvertierung durchgeführt, so daß sich ein zeitlicher Signalverlauf entsprechend Gleichung (4.8) ergibt:

$$s'_{\text{DVB,ZF2}}(t) = s'_I(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \frac{t}{T_s}) - s'_Q(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \frac{t}{T_s}). \quad (4.8)$$

Die *Taktrückgewinnung* [BOCK] hat die Aufgabe, aus dem empfangenen DVB-C-Signal die Frequenz- und Phaseninformation über das senderseitig verwendete Taktsignal zurückzugewinnen. Durch eine Quadrierung des DVB-C-Signals in seiner ZF-Lage entsteht im Tiefpaßanteil des Produktsignals

$$\left(s'_{\text{DVB,ZF}}(t)\right)^2 \xrightarrow{\text{Tiefpaßanteil}} \left(s'_I(t)\right)^2 + \left(s'_Q(t)\right)^2 \quad (4.9)$$

eine additive Überlagerung der quadrierten Inphase- und der quadrierten Quadratur-Komponente des DVB-C-Signals. Diese Signalanteile entsprechen dem in Anhang A definierten Typ 2 eines Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung {vgl. Gleichung (A.2)}, dessen Leistungsdichtespektrum nach Gleichung (A.27) berechnet wurde und in **Abbildung 4.9** als graue Fläche eingezeichnet ist. Außerdem stellt Abbildung 4.9 zwei weitere Leistungsdichtespektren dar, von denen eines durch eine Simulation gewonnen und ein weiteres gemessen wurde. Bei der normierten Frequenz $1/T_s$ zeigen allen drei Kurven eine diskrete Spektrallinie, deren Entstehung in verschiedenen Publikationen (z.B. [LEE] oder [KAMMEY]) für digitale Basisbandsignale beschrieben wird und die, wie die in Anhang A durchgeführten Berechnungen verdeutlichen, ebenso bei einer nichtlinearen Verarbeitung von trägerfrequenten Digitalsignalen entstehen. Die begrenzte Dämpfung des gemessenen Leistungsdichtespektrums bei Frequenzen größer als etwa $1,1/T_s$ ist auf die nichtidealen Eigenschaften der für die Quadrierung eingesetzten Bauelemente zurückzuführen, durch die

einerseits keine exakte Kennlinie zweiter Ordnung nachgebildet werden konnte und andererseits zusätzliche Rauschsignale überlagert wurden.

Die Synchronisation des Empfängertaktes erfolgt durch eine Phasenregelschleife (Phase-locked Loop {PLL}), die als phasensensitives schmalbandiges Bandpaßfilter arbeitet und auf die Frequenz $1/T_S$ abgestimmt ist. Die Führungsgröße der PLL ist das Signal, das die diskrete Linie im Leistungsdichtespektrum des vom quadrierten DVB-C-Signal abgetrennten Tiefpaßanteils erzeugt. Da der Phasendetektor der PLL im wesentlichen aus einem Vier-Quadranten-Multiplizierer besteht, dessen Diskriminatorsteilheit von der Amplitude der Führungsgröße abhängig ist, wird die Taktrückgewinnung hinter die AGC geschaltet und somit in der zweiten Zwischenfrequenzebene durchgeführt. Der Nachteil dieser in der Literatur oft als deduktives Prinzip bezeichneten Taktrückgewinnung ist, daß die ideale Abtastphase in der digitalen Ebene nicht gemessen und demnach nicht automatisch optimal nachgeregelt werden kann. Der Abgleich der Abtastphase erfolgt über einen zusätzlichen Phasenschieber.

4.4.2 Demodulator

Die Verarbeitung innerhalb des Demodulators umfaßt neben der eigentlichen Demodulation des Signals verschiedene Verarbeitungsstufen, die in **Abbildung 4.10** dargestellt werden.

Die Analog-Digital-Umsetzung des DVB-C-Signals erfolgt in der zweiten Zwischenfrequenzebene. Ein analoges *Tiefpaßfilter* (TP) dient als Antialiasfilter. Damit bei der nachfolgenden Abtastung des Signals keine Aliasanteile in den Nutzfrequenzbereich fallen, muß es bei allen Frequenzen, die oberhalb vom 2,5fachen Wert der Symbolrate liegen, eine hohe Sperrdämpfung aufweisen. Der Durchlaßbereich des Filters darf nicht kleiner als der 1,5fache Wert der Symbolrate sein, weil sonst das Spektrum des Nutzsignals verformt wird. Für eine Symbolrate von $1/T_S = 6,9$ Mbaud ergibt sich ein Übergangsbereich zwischen $1,5/T_S = 10,35$ MHz und $2,5/T_S = 17,25$ MHz. In **Abbildung 4.11** ist sowohl die gemessene Betragsübertragungsfunktion des Antialiasfilters (skaliert auf der rechten Ordinate) als auch

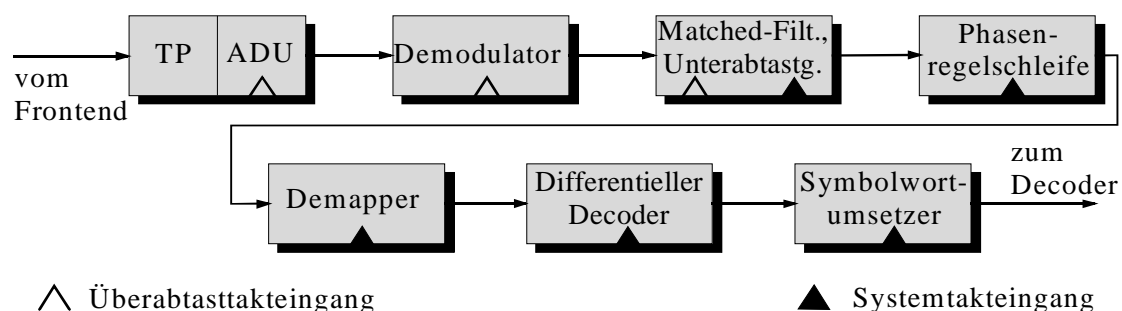


Abbildung 4.10: Blockschaltbild der Demodulatorschaltung

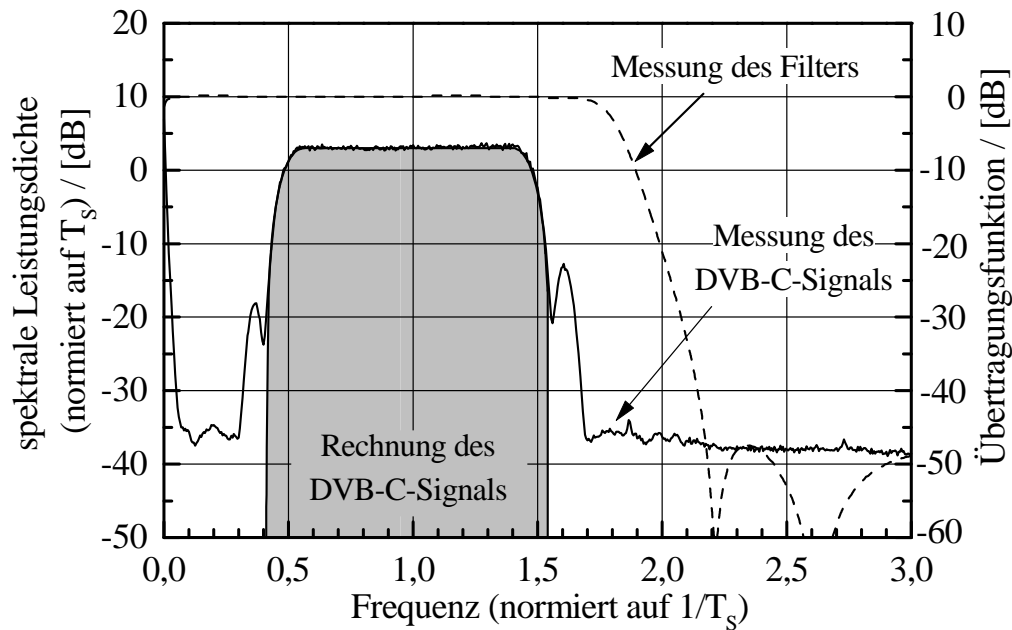


Abbildung 4.11: Einseitige, spektrale Leistungsdichte des DVB-C-Signals in der zweiten ZF-Ebene (Rechnung und Messung) und Betragsübertragungsfunktion des analogen Vorfilters

das gemessene Leistungsdichtespektrum des DVB-C-Signals vor der Analog-Digital-Umsetzung (skaliert auf der linken Ordinate) eingezeichnet. Durch diese Darstellung wird die Dimensionierung des Filter-Durchlaßbereiches noch einmal veranschaulicht. In dem gemessenen Leistungsdichtespektrum sind zu beiden Seiten des Nutzspektrums (das Rechenergebnis des Nutzspektrums ist als graue Fläche zur Verdeutlichung noch einmal eingezeichnet) die Reste der beiden Spektren von den in den benachbarten HF-Kanälen übertragenen DVB-C-Signalen zu erkennen. Sie sind auf eine nicht ideale Kanalselektion des ZF-Filters zurückzuführen. In den spektralen Bereichen, die noch weiter vom Nutzkanal entfernt lagen, konnte eine Dämpfung der benachbarten Signale um etwa 40 dB gegenüber dem Nutzsignal erreicht werden.

Die Auslegung des *Analog-Digital-Umsetzers* erfolgte entsprechend der Auslegung des senderseitig verwendeten Digital-Analog-Umsetzers (siehe Abschnitt 4.2.2). Die Frequenz des Überabstaktaktes $f_{\bar{u}} = 4/T_s$ beträgt 27,6 MHz. Bei der Annahme einer idealen Abtastphase liegen die Zeitpunkte, an denen das DVB-C-Signal in der zweiten ZF-Ebene abgetastet wird, bei $t = i/f_{\bar{u}}$. Wird diese Beziehung in Gleichung (4.8) eingesetzt, so ergibt sich der Ausdruck des digitalen DVB-C-Signals vor der Demodulation:

$$s'_{\text{DVB,ZF2}}(i) = s'_I(i) \cdot \cos(2\pi \frac{i}{4}) - s'_Q(i) \cdot \sin(2\pi \frac{i}{4}). \quad (4.10)$$

Die für die *Demodulation* notwendigen, in der Phase zueinander orthogonalen Komponenten des digitalen Trägers besitzen die Abtastwerte

$$\cos\left(\frac{\pi}{2}i\right) = 1, 0, -1, 0, \dots \quad \text{bzw.} \quad \sin\left(\frac{\pi}{2}i\right) = 0, 1, 0, -1, \dots \quad (4.11)$$

und sind durch digitale Schaltungen sehr einfach zu erzeugen. Die Demodulation selbst wird durch die Multiplikation mit einem Trägersignal erreicht, das konjugiert-komplex zu dem senderseitig für die Modulation verwendeten Träger ist {siehe auch Gleichung (3.20)}. Das empfangene Basisbandsignal $s'_B(t)$ wird durch den Tiefpaßanteil beschrieben; die Anteile, die bei den Summenfrequenzen entstehen, sind ohne Bedeutung und werden durch die nachfolgende Matched-Filterung unterdrückt:

$$s'_{\text{DVB,ZF2}}(i) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{-j2\pi f_C \cdot i/f_U} \xrightarrow{\text{TP-Anteil}} \underline{s}'_B(i) = s'_I(i) + js'_Q(i). \quad (4.12)$$

Bei der Dimensionierung der beiden folgenden *Matched Filter* im I- und im Q-Zweig wurde neben der Einhaltung der Matched-Filter-Bedingung, die im wesentlichen besagt, daß die Filterimpulsantwort zeitlich spiegelsymmetrisch zu der Impulsform der übertragenen Symbole zu sein hat, auf eine möglichst gute Unterdrückung der restlichen Nachbarkanalsignale geachtet. Die Filter sind als Dezimationsfilter realisiert und führen die Nyquist-Abtastung des übertragenen Signals mit der Symboltaktzeit von $1/T_S$ durch. Dadurch entsteht ein Datenstrom, der den übertragenen komplexen Symbolen \underline{d}' entspricht.

In der oben durchgeführten Beschreibung der analogen Vorverarbeitung wurde jeweils eine ideale Frequenzumsetzung des DVB-C-Signals in die erste und in die zweite ZF-Ebene angenommen. Dadurch ergab sich in Gleichung (4.8) eine exakte Übereinstimmung zwischen der Mittenfrequenz des DVB-C-Signals in der zweiten ZF-Ebene und der Symbolrate $1/T_S$, die in der Realität wegen der begrenzten Frequenzstabilität der eingesetzten Oszillatoren nicht auftritt. Es entstehen zusätzlich zu den anderen, in Kapitel 5 näher untersuchten Übertragungsstörungen immer eine Frequenzdifferenz Δf und ein Fehlphasenwinkel φ . Für die Funktionsbeschreibung der folgenden *Phasenregelschleife* sollen die in Kapitel 5 erläuterten Übertragungsstörungen vernachlässigt werden, so daß beide durch die Frequenzumsetzung hervorgerufenen Störgrößen durch Gleichung (4.13) im Basisband beschreibbar sind:

$$\underline{d}'(i) = \underline{d}(i) \cdot e^{j(\varphi_{\Delta f}(i) + \varphi(i))} = \underline{d}(i) \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot T_S \cdot i + \varphi(i))}. \quad (4.13)$$

Die empfangenen Symbole $\underline{d}'(i)$ unterscheiden sich in dem betrachteten Fall von den gesendeten Symbolen $\underline{d}(i)$ zum einen durch eine Phasendifferenz $\varphi_{\Delta f}(i) = 2\pi\Delta f \cdot T_S \cdot i$, die wegen der Frequenzdifferenz Δf pro Abtastperiode um einen konstanten Wert zunimmt und dadurch einen rotierenden Signalraum hervorruft, und zum anderen durch einen zeitlich variablen Fehlphasenwinkel $\varphi(i)$, der aufgrund von Phasenrauschen eine statistische Auftrittswahrscheinlichkeit hat. Die Erscheinungsform von φ sei an dieser Stelle nur erwähnt. Die Problematik von Phasenrauschen wird in Abschnitt 0 eingehender untersucht. Die Phasenkorrekturschleife hat die Aufgabe, die durch die Frequenzdifferenz hervorgerufenen

deterministischen Störungen auszugleichen und die statistischen Störungen des Phasenrauschens zu minimieren. Die für diese Anwendung typischerweise eingesetzte Regelschleife wird häufig auch als Decision-Feedback Phase-locked Loop (DFPLL) bezeichnet, bei der ein Phasenfehlersignal, das zwischen den empfangenen Symbolen vor und nach der Symbolentscheidung gemessen werden konnte, auf das Eingangssignal rückgeführt wird. Eine detailliertere Beschreibung der Regelschleife ist in [NEUMANN] zu finden.

Die korrigierten Symbole werden nach der Symbolentscheidung dem folgenden *Demapper* zugeführt, der genauso aufgebaut wurde wie der Mapper im Sender. Ein EPROM setzt die übertragenen Symbole auf m bit breite Symbolwörter um.

Die *Differentielle Decodierung* ist sehr ähnlich aufgebaut wie ihr senderseitiges Pendant und macht die senderseitig durchgeführte differentielle Vorverarbeitung der beiden MSBs wieder rückgängig.

Auch die *Symbolwort-Rückumsetzung* besteht wie der Symbolwortumsetzer des Senders im wesentlichen aus einem Pufferspeicher und einer Multiplexlogik.

4.4.3 Fehlerkorrektur

Alle Verarbeitungsblöcke in der Fehlerkorrektur (FEC - „Forward Error Correction“) arbeiten synchron zu den MPEG-Sync-Wörtern. Deshalb ist ein *Sync Byte-Detektor* [JENSCH] am Eingang der Fehlerkorrektur installiert (siehe **Abbildung 4.12**), der das regelmäßige Auftreten der MPEG-Sync-Wörter detektiert und diese Information über ein Steuersignal den folgenden Schaltungen mitteilt.

Der *Faltungs-Deinterleaver* ist genau wie der im Abschnitt 4.2.1 beschriebene Faltungs-Interleaver aufgebaut. Die verwürfelten Datenwörter werden durch ihn in ihre ursprüngliche Position im Datenstrom sortiert.

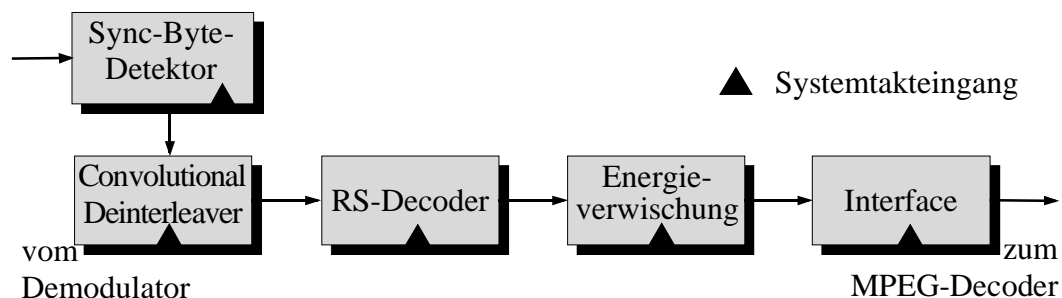


Abbildung 4.12: Blockschaltbild der empfängerseitigen Schaltung zur Fehlerkorrektur

Als RS-Decoder [DUONG] wird ein IC mit der Bezeichnung BTS020 verwendet, das von der Firma Philips BTS vertrieben wird. Die 8 bit breiten Ein- und Ausgangsschnittstellen und die Möglichkeit, das IC mit dem Systemtakt zu beschalten, paßten optimal in das Konzept des Laborempfängers. Die Korrekturfähigkeit eines RS-Codes kann durch die Abhängigkeit der Restbitfehlerwahrscheinlichkeit der Daten am Ausgang des RS-Decoders von der Bitfehlerwahrscheinlichkeit der eingangsseitigen unkorrigierten Daten dargestellt werden. In [LSI] ist ein Zusammenhang für die Wahrscheinlichkeiten der fehlerhaften Bytes am Ausgang $P_{\text{Byte,out}}$ und am Eingang $P_{\text{Byte,in}}$ angegeben:

$$P_{\text{Byte,out}} = \sum_{n=9}^{n_{\text{max}}} \frac{i}{n_{\text{max}}} \binom{n_{\text{max}}}{i} (1 - P_{\text{Byte,in}})^i P_{\text{Byte,in}}^{n_{\text{max}}-i}, \quad (4.14)$$

mit $n_{\text{max}} = 255$ für den RS-Code (255,239) bzw.

mit $n_{\text{max}} = 204$ für den verkürzten RS-Code (204,188) entsprechend DVB-C.

Eine zufällige Auftrittswahrscheinlichkeit der einzelnen Fehler wird bei der Beschreibung nach Gleichung (4.14) vorausgesetzt. Die Umrechnung von einer Byte- in eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit und umgekehrt kann durch die Gleichungen (4.15a) und (4.15b) abgeschätzt werden, wenn die Auftrittswahrscheinlichkeiten für alle 8 bit jedes Bytes gleich groß und voneinander statistisch unabhängig sind:

$$P_{\text{Byte,in}} = (1 - \text{BER})^8 \quad (4.15a) \quad \text{bzw.} \quad (4.15)$$

$$\text{Rest-BER} = (1 - P_{\text{Byte,out}})^{1/8} \quad (4.15b).$$

Die Abhängigkeit der Rest-BER von der BER der unkorrigierten Daten wurde sowohl für den RS-Code (255,239) als auch für den in der DVB-C-Spezifikation festgelegten verkürzten RS-Code (204,188) berechnet. Die Rechenergebnisse sind in **Abbildung 4.13** dargestellt. Es ist zu erkennen, daß die Leistungsfähigkeit des Codes durch die Verkürzung geringfügig verbessert wird. Die gemessenen Werte, die ebenfalls in dem Diagramm eingetragen sind, fallen noch etwas besser aus als die mathematische Abschätzung nach den Gleichungen (4.14) und (4.15). Durch eine Bewertung der drei Kurven aus **Abbildung 3.6** mit der mittleren Kurve aus **Abbildung 4.13** kann für eine DVB-C-Übertragung mit einer 16-, einer 64- und einer 256-QAM die jeweilige Restbitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des Signal-Rausch-Abstandes (MER_N) gewonnen werden. Die Ergebnisse sind für die 16-QAM und die 64-QAM in **Abbildung 4.15** dargestellt. Als Vergleich sind zusätzlich noch einmal die Kurven aus **Abbildung 3.6** eingezeichnet. Deutlich ist der Gewinn von etwa 6 dB zu erkennen (siehe auch **Abbildung 3.9**), der sich durch die RS-Codierung bei einer (Rest-)BER von 10^{-11} ergibt. Dieser Gewinn entspricht gerade dem Unterschied der verschiedenen QAM-Versionen in ihrer Robustheit gegenüber Rauschstörungen. Wenn eine praktisch fehlerfreie Übertragung mit einer Rest-BER von 10^{-11} erreicht werden soll, würde z.B. eine ungeschützte Übertragung mit einer 16-QAM denselben Signal-Rausch-Abstand benötigen, den eine 64-QAM benötigt, die durch einen Fehlerschutz entsprechend der DVB-C-Spezifikation geschützt ist. Die Nettodatenrate ist allerdings in dem Fall einer 64-QAM-Übertragung sehr viel höher.

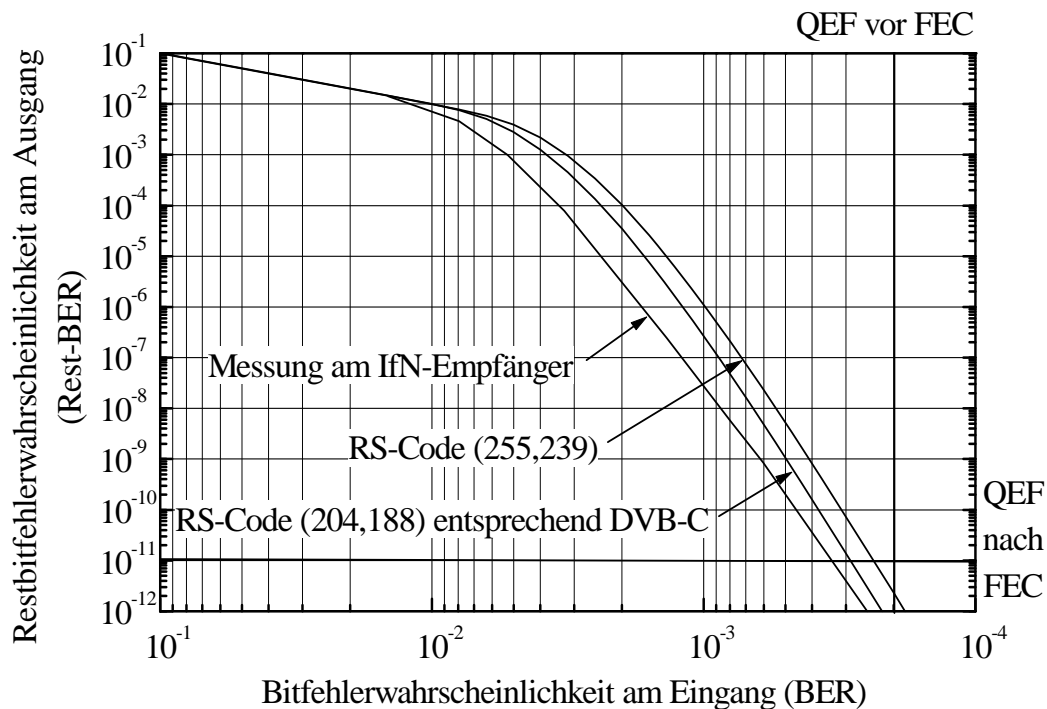


Abbildung 4.13: Zusammenhang zwischen der Restbitfehlerwahrscheinlichkeit am Ausgang des RS-Decoders und der Bitfehlerwahrscheinlichkeit der unkorrigierten Daten am Eingang des RS-Decoders.

Gleiches gilt für den Vergleich zwischen einer 64- und einer 256-QAM. Die Funktionen der 256-QAM sind aus Gründen einer übersichtlichen Darstellung nicht in Abbildung 4.15 eingezeichnet.

Die Aufhebung der senderseitig durchgeführten *Energieverwischung* wird durch eine erneute Energieverwischung erreicht, da eine zweimalige „Exklusiv-oder“-Verknüpfung eines Datenstromes mit derselben Sequenz wieder den ursprünglichen Datenstrom ergibt. Die Schaltungen im Sender und im Empfänger sind deshalb identisch.

Das *Interface* am Ausgang des Empfängers [STEFFEN] gibt die Daten entsprechend der in [ETR290] festgelegten synchronen Parallelschnittstelle aus. Um die Vorgaben dieses European Technical Report einhalten zu können, muß eine von der verwendeten QAM-Version abhängige Taktratenkonversion um den Faktor $m/8$ durchgeführt werden. Die MPEG-Transportstrom-Pakete werden zu diesem Zweck einzeln in einen Pufferspeicher geschrieben, der als FIFO aufgebaut ist. Der jeweilige Auslesetak des FIFOs wird durch eine PLL gewonnen, in deren Rückkoppelzweig ein programmierbarer Teiler eingefügt ist. Der Auslesetak des FIFOs ist gleichzeitig der zu den Bytes der MPEG-Transportstrom-Pakete synchrone Ausgabetakt des Empfänger-Interface.

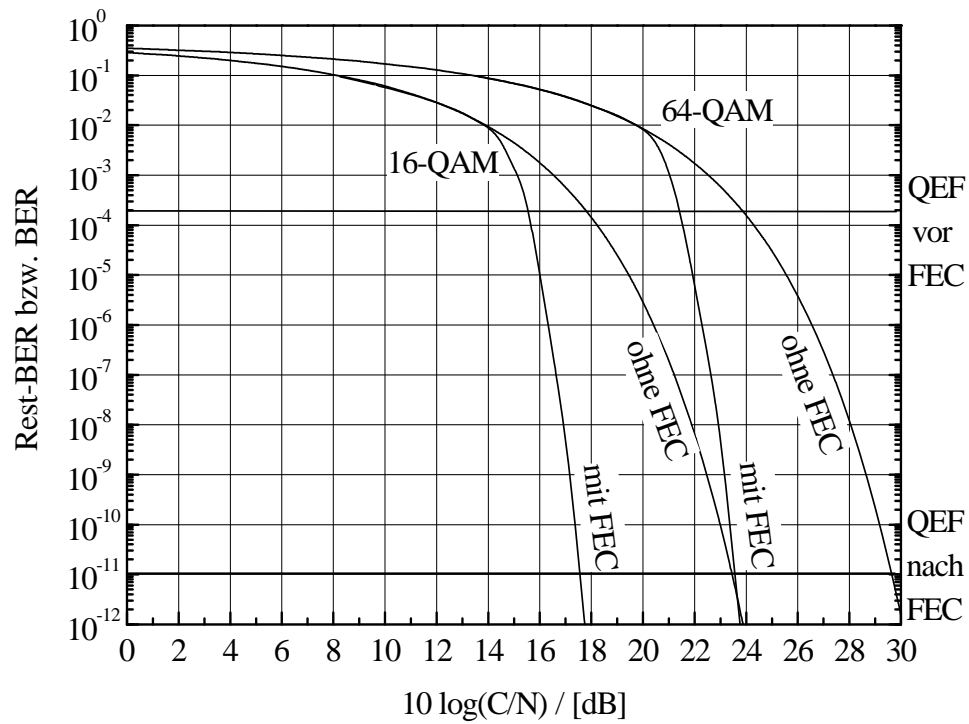


Abbildung 4.14: Vergleich der Rest-BER nach der Fehlerkorrektur mit der BER ohne Fehlerkorrektur als Funktion des Signal-Rausch-Abstands für die 16-QAM und die 64-QAM

5 Übertragungsstörungen und ihre Auswirkungen auf DVB-C-Signale

Die Übertragung der DVB-C-Signale von einer Kopfstelle bis zu den Endgeräten wird durch eine Vielzahl von Störgrößen beeinflusst, die sehr unterschiedliche Eigenschaften besitzen können. Diese Einflußfaktoren werden nach [ELSNER] grob in zwei Gruppen unterteilt: die Übertragungsverzerrungen und die Übertragungsstörungen.

Übertragungsverzerrungen werden in dieser Arbeit als diejenigen Eigenschaften des Kanals definiert, die in Form von Übertragungsfunktionen wiedergegeben und somit durch Vierpole beschrieben werden können. Die Übertragungsfunktionen verzerren das übertragene DVB-C-Signal linear oder nichtlinear. Beispiele für lineare Verzerrungen sind Amplituden- und Phasenverzerrungen, die im Zeitbereich durch die Echomethode, also durch eine additive Überlagerung des Hauptsignals von mindestens einer verzögerten und gedämpften Teilsignalkomponente beschrieben werden können. Dieses Echomodell gibt gleichzeitig die typische Situation einer Übertragungsstörung wieder, wie sie durch ein Reflexionssignal hervorgerufen wird. Nichtlineare Verzerrungen werden z.B. durch amplitudenabhängige Verstärkungsfaktoren verursacht und ziehen Intermodulationsstörungen nach sich. Beide Beispiele sollen die Möglichkeit verdeutlichen, sowohl lineare als auch nichtlineare Übertragungsverzerrungen durch das Auftreten von Übertragungsstörungen zu beschreiben.

Übertragungsstörungen kennzeichnen in dieser Arbeit Signale, die in einer Störquelle generiert werden und sich auf dem Übertragungsweg dem DVB-C-Signal überlagern. Die Störsignale haben eine endliche Signalleistung, so daß es möglich ist, die jeweilige Kanalcharakteristik durch einen Signal-Stör-Abstand zu quantifizieren. Die Eigenschaften der Störsignale sind je nach Ursache der Störung sehr unterschiedlich. So stehen z.B. die durch Übertragungsverzerrungen hervorgerufenen Störungen häufig in Korrelation zum Nutzsignal. In **Tabelle 5.1** werden die in diesem Kapitel untersuchten Übertragungsstörungen aufgelistet, und es werden die Abschnittsnummern genannt, in denen die jeweiligen Störungen analysiert werden. Es wird außerdem eine Zuordnung ihrer jeweiligen Eigenschaften gegeben, die allerdings erst in den entsprechenden Abschnitten erläutert werden.

im Abtastzeitpunkt zum Nutzsignal unkorreliert					
im Abtastzeitpunkt zum Nutzsignal korreliert					
multiplikativ					
additiv					
deterministisch					
statistisch					
Art der Übertragungsstörung	Abschnittsnummer				
Additives weißes gaußförmiges Rauschen (AWGN)	5.1	X		X	X
Phasenrauschen	0	X		X	X
Schmalband-Interferenzen	5.3		X	X	X
Gleichkanalstörungen durch terrestr. Rundfunksignale	5.4	X	X	X	X
Kurzzeit-Reflexionen	5.5.1	X		X	X
Langzeit-Reflexionen	5.5.2	X		X	X
Intermodulationsstörungen 2. Ordnung	5.6.1, Anhang A	X		X	X
Intermodulationsstörungen 3. Ordnung (<i>Typ 3.1</i> und <i>3.2</i>)	5.6.2, Anhang B	X		X	X
Kreuzmodulationsstörungen	5.6.2, Anhang B	X		X	X

Tabelle 5.1: Übersicht über die untersuchten Übertragungsstörungen und ihre Eigenschaften

In den folgenden Abschnitten werden die Auswirkungen der Übertragungsstörungen bei einer DVB-C-Übertragung untersucht. Die Fehlerwahrscheinlichkeiten der übertragenen Informationen sind ein geeignetes Bewertungskriterium. Deshalb wird für jede Störung separat ein geeigneter Signal-Stör-Abstand berechnet und anschließend der jeweilige theoretische Kurvenverlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit hergeleitet. Diese Kurvenverläufe geben das Verhalten eines idealen Empfängers wieder. Die mittels realen Meßempfängers meßbaren Kurven weichen von den theoretisch hergeleiteten ab, da empfängerinterne Störungen auftreten, die bei realen Messungen nicht separierbar sind. Nach [JAEGER4] können diese Störungen in einer ersten Näherung durch eine empfängerinterne Rauschquelle N_i beschrieben werden, die einen endlichen Signal-Stör-Abstand als obere Grenze festlegt. Die als Empfängeremulation bezeichneten Kurven berücksichtigen diese internen Störungen und stellen deshalb berechnete Kurven dar, die die Realität besser abbilden. Als geräteinterner Signal-Stör-Abstand wurde jeweils ein Wert von

$$10\log\left(\frac{C}{N_i}\right) = 30\text{dB} \quad (5.1)$$

berücksichtigt. Die theoretischen Ergebnisse werden anschließend durch Meßergebnisse verifiziert. Für die Messungen wurde zum einen der in Abschnitt 4.4 vorgestellte Laborempfänger eingesetzt. Zum anderen stand für viele Messungen ein individuell hergestellter Meßempfänger zur Verfügung, der für den Einsatz in einer professionellen Umgebung entwickelt wurde und somit sehr hochwertige Empfangseigenschaften besaß.

5.1 Additives weißes gaußförmiges Rauschen

Der Begriff Rauschen wird in der Literatur sehr ausführlich diskutiert. Rauschen wird als eine Störung dargestellt, die äußerst vielfältige Ursachen haben kann, auf die innerhalb dieser Arbeit im einzelnen jedoch nicht eingegangen werden soll. Es sei nur das wichtige Beispiel des thermischen Rauschens bzw. des Widerstandsrauschens erwähnt, das in allen realen Übertragungssystemen auftritt. Thermische Rauschstörungen haben eine regellose Natur und daher einen stochastischen Charakter. Die Rauschleistungsdichte, die von einem Widerstand abgegeben wird, ist innerhalb des für die Übertragung in einem BK-Netz wichtigen Frequenzbereichs konstant. Aufgrund der vorhandenen Leitungsabschlüsse ist der Abschlußwiderstand, der die Rauschleistung absorbiert, genauso groß wie der Widerstand, der die Rauschleistung abgibt. Durch diese Leistungsanpassung steigt die abgegebene Rauschleistung auf einen maximalen Wert an. Während im thermischen Gleichgewicht bei jedem passiven Bauelement die abgegebene Rauschleistung mit der absorbierten identisch ist, enthalten aktive Bauelemente zusätzliche Rauschquellen, deren Einfluß durch die jeweilige Rauschzahl beschrieben wird. Das durch eine Rauschquelle abgegebene Rauschen wird durch den bzw. die nachfolgenden Verstärker spektral geformt. Die frequenzabhängige Übertragungsfunktion der Verstärker kann innerhalb der Bandbreite eines Übertragungskanals allerdings vernachlässigt werden. Wird für alle Rauschquellen, die sich in einem BK-Netz befinden, eine einzige Ersatzrauschquelle angenommen und wird ihr Rauschsignal auf einen Frequenzbereich beschränkt, der innerhalb der Bandbreite eines Übertragungskanals von z.B. 8 MHz liegt, so kann diese Ersatzrauschquelle in sehr guter Näherung durch die folgenden Eigenschaften beschrieben werden:

1. Die Rauschstörung überlagert sich dem Nutzsignal additiv.
2. Die spektrale Leistungsdichte der Rauschstörung N_0 ist konstant; es handelt sich somit um weißes Rauschen.
3. Die Wahrscheinlichkeitsdichte der auftretenden Rauschamplituden entspricht der mittelwertfreien Gauß-Verteilung mit der Varianz σ_N^2 .

Das Rauschen kann somit als additives weißes gaußförmiges Rauschen („additive white Gaussian noise“ - AWGN) beschrieben werden.

5.1.1 Definition des Signal-Rausch-Abstands

Die Leistung des DVB-C-Signals kann durch die Integration der spektralen Leistungsdichte {siehe Gleichung (3.24)} über die Frequenz gewonnen werden:

$$C = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{LDS}_{\text{DVB}}(f) df = \frac{\sigma_d^2 \cdot T_s}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f - f_c)|^2 + |H(f + f_c)|^2 df = \sigma_d^2. \quad (5.2)$$

Für die Berechnung eines trägerfrequenten Signal-Rausch-Abstands ist es wichtig, eine Rauschbandbreite festzulegen. Häufig wird als Bezugswert die Kanalbandbreite von 8 MHz angegeben. Für die Berechnung einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit erscheint es jedoch sinnvoll, die effektiv wirksame Rauschleistung als Bezugsgröße heranzuziehen, wie sie sich hinter dem Empfängerfilter ergibt. Diese effektiv wirksame Rauschleistung soll im folgenden mit N bezeichnet werden. Da Sender- und Empfängerfilter identische Übertragungsfunktionen haben, läßt sich N im Frequenzbereich durch die folgende Gleichung berechnen:

$$N = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f - f_c)|^2 + |H(f + f_c)|^2 df = N_0 \cdot \frac{2}{T_s} = \sigma_N^2. \quad (5.3)$$

Der Faktor $2/T_s$ entspricht der Rauschbandbreite der Empfängerfilter. Es erscheint zunächst inkonsequent, die trägerfrequente Leistung des DVB-C-Signals auf die Rauschleistung zu beziehen, die hinter dem Empfängerfilter wirksam ist, da die Nutzsignalleistung durch die Empfängerfilter reduziert wird. Diese Leistungsreduktion ist vom Roll-Off-Faktor des Empfängerfilters abhängig und ergibt sich bei einer Anwendung entsprechend der DVB-C-Spezifikation mit einem Roll-Off-Faktor von 15 % zu einem logarithmischen Wert von 0,16 dB [MUSCHAL1]. Dieser Wert bezieht sich auf die Reduzierung der thermischen Leistung des Signals. Bei der zeitlichen Abtastung des Signals entsprechend der ersten Nyquist-Bedingung addieren sich während der optimalen Abtastzeitpunkte die miteinander korrelierenden Signalanteile, die im Frequenzbereich unterhalb der Filterflanke symmetrisch zu den jeweiligen Nyquist-Punkten liegen, vektoriell, während das auf dem Kanal addierte Rauschen keine miteinander korrelierenden Anteile besitzt und sich deshalb quadratisch addiert. Dadurch ergibt sich im Bereich der Filterflanken ein Störabstandsgewinn, der den thermischen Leistungsverlust des Nutzsignals durch die Empfängerfilter kompensiert. Aus den Gleichungen (5.2) und (5.3) resultiert, daß der trägerfrequente Signal-Rausch-Abstand mit dem Signal-Rausch-Abstand identisch ist, der nach der zeitlichen Abtastung der empfangenen DVB-C-Signale wirksam ist. Das logarithmische Maß entspricht der vom DVB-Projekt festgelegten MER_N {siehe auch (3.11)}:

$$10 \cdot \log\left(\frac{C}{N}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{\sigma_d^2}{\sigma_N^2}\right) = \text{MER}_N. \quad (5.4)$$

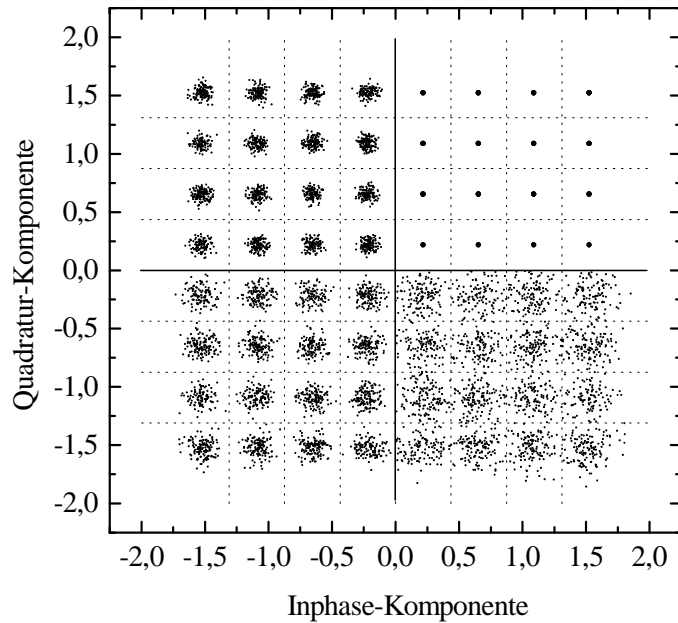


Abbildung 5.1: Auswirkungen von Phasenrauschen auf den Signalraum am Beispiel einer 64-QAM.

1. Quadrant: idealer Empfänger
2. Quadrant: $MER_N = 28$ dB
3. Quadrant: $MER_N = 24$ dB
4. Quadrant: $MER_N = 20$ dB

In **Abbildung 5.1** werden die Auswirkungen von AWGN-Störungen auf den Signalraum einer 64-QAM für verschiedene Signal-Rausch-Abstände dargestellt. Im ersten Quadranten sind die idealen Zustände eingezeichnet. Die Quadranten Zwei bis Vier zeigen Simulationsergebnisse mit abnehmenden Signal-Rausch-Abständen.

5.1.2 Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei AWGN-Störungen

Die Berechnung der Fehlerwahrscheinlichkeit für ein übertragenes QAM-Symbol wird in der Literatur ausgiebig diskutiert und z.B. in [PROAKIS, Abschnitt 4.2.8] mit

$$SER_N = 2 \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \cdot C/N}{2(M-1)}} \right) - \left[\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \cdot C/N}{2(M-1)}} \right) \right]^2 \quad (5.5)$$

angegeben. Unter der Randbedingung, daß alle $\log_2(M)$ bit voneinander statistisch unabhängig sind und als Folge von Symbolfehlern auch etwa gleich oft verfälscht werden, ist es möglich, eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch die folgende Gleichung näherungsweise zu berechnen [REIMERS1, Abschnitt 7.5]:

$$BER_N = 1 - \left[1 - \left[2 \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \cdot C/N}{2(M-1)}} \right) - \left[\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \cdot C/N}{2(M-1)}} \right) \right]^2 \right] \right]^{\frac{1}{\log_2(M)}} \quad (5.6)$$

Die nach Gleichung (5.6) berechneten Kurven sind in **Abbildung 5.2** für die drei Modulationsverfahren 16-QAM, 64-QAM und 256-QAM dargestellt. Sie kennzeichnen jeweils das Verhalten eines idealen Empfängers. Weiterhin sind die emulierten und die gemessenen Kurven in die Abbildung eingetragen. Es ist sehr deutlich zu erkennen, daß die nichtidealen BER-Kurven nach hohen Signal-Rausch-Abständen hin von den idealen Kurven abweichen. Der Grund dafür liegt darin, daß sich mit zunehmender Kanalqualität die geräteinternen Störungen immer stärker bemerkbar machen. Steigen die vom Übertragungskanal zur Verfügung gestellten Signal-Rausch-Abstände zu sehr hohen Werten an, so konvergieren die nichtidealen BER-Kurven gegen eine minimale Bitfehlerwahrscheinlichkeit, die aufgrund der geräteinternen Störungen nicht unterschritten werden kann. Dieses Verhalten ist andeutungsweise bei den Kurven 5, 6 und 9 zu erkennen. Eine Messung bei einer 256-QAM-Übertragung war aufgrund der hohen geräteinternen Störungen nicht durchführbar. Die BER-Kurve 9 der Empfängeremulation stellt diesen Fall dar (siehe auch [CRUTZ]). Die idealen BER-Kurven 1 und 4 sind mit den in Abbildung 4.15 dargestellten Kurven ohne FEC identisch. Beide Kurven sind außerdem, wie auch die Kurve 8, in Abbildung 3.6 als Funktion der MER_N zu sehen, da, wie bereits in Abschnitt 3.3 besprochen, die MER_N bei Verwendung eines idealen Empfängers mit dem logarithmischen Signal-Rausch-Verhältnis des Übertragungskanals identisch ist.

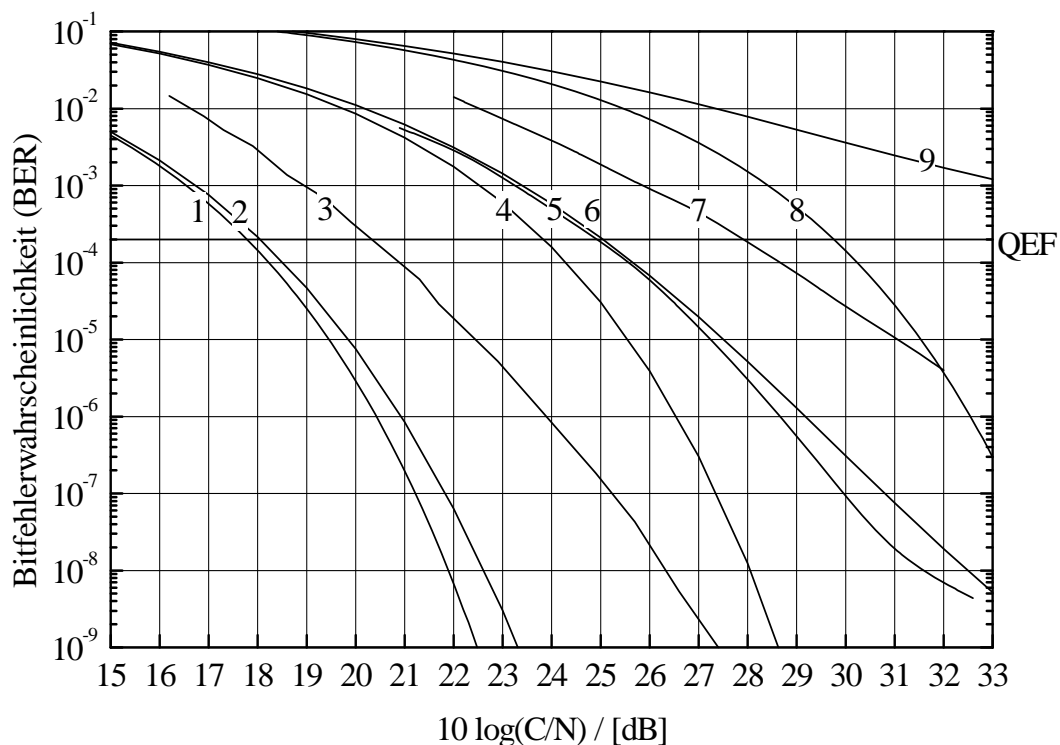


Abbildung 5.2: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten; v. l. n. r.: 1) 16-QAM, idealer Empfänger; 2) 16-QAM, Empfängeremulation; 3) 16-QAM, Laborempfänger; 4) 64-QAM; idealer Empfänger; 5) 64-QAM, professioneller Empfänger; 6) 64-QAM, Empfängeremulation; 7) 64-QAM, Laborempfänger; 8) 256-QAM, idealer Empfänger; 9) 256-QAM, Empfängeremulation

5.2 Phasenrauschen

In verschiedenen Verarbeitungseinheiten wie in einem Modulator, einer Mischstufe oder einem Demodulator wird ein DVB-C-Signal mit einem Oszillatorsignal multipliziert. Aufgrund der nichtidealen Oszillatoreigenschaften kann dessen Ausgangssignal durch die Gleichung

$$s_{\text{Osz}}(t) = (A + \varepsilon(t)) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad (5.7)$$

mit der Grundfrequenz (Resonanzfrequenz) f_c ,
 den zeitlichen Schwankungen der Phase $\varphi(t)$,
 und den zeitlichen Schwankungen der Amplitude $\varepsilon(t)$

beschrieben werden [WALLS]. Die Modellierung eines Frequenzumsetzers beispielsweise erfolgt i. allg. unter Vernachlässigung der zeitlichen Amplitudenschwankungen $\varepsilon(t)$ (siehe z.B. [DAFFARA]). Nach Gleichung (5.7) verbleibt eine Störphasenmodulation $\varphi(t)$, die sich aus unterschiedlichen, in der Literatur ausführlich beschriebenen Komponenten zusammensetzt (siehe z.B. [WALLS], [SCHEMI], [MUSCHAL2]). Besitzt das Oszillatorsignal im Idealfall ein diracförmiges Leistungsdichtespektrum, so wird dieses durch die Phasenmodulation aufgeweitet. Die Leistung der Störung kann durch eine Messung des Störspektrums ermittelt werden. Häufig wird als Maß für einen Signal-Stör-Abstand das logarithmische Verhältnis zwischen Trägerleistung und Leistungsdichte der Störung in einem festgelegten spektralen Abstand vom Träger (z.B. bei 10 kHz) in dBC pro Hz angegeben. Die Angabe der Offset-Frequenz ist sehr wichtig, da die Einhüllende des Leistungsdichtespektrums mit zunehmender Offset-Frequenz abfällt.

5.2.1 Definition des „Phase Jitter“

Nach einer Demodulation eines durch Phasenrauschen gestörten DVB-C-Signals in einem Empfänger und einer zeitlichen Abtastung ergeben sich die empfangenen Symbole $\underline{d}'(i)$ zu:

$$\underline{d}'(i) = \underline{d}(i) \cdot e^{j\varphi(i)}. \quad (5.8)$$

Phasenrauschen beeinflusst nach Gleichung (5.8) die übertragenen Symbole multiplikativ und hat deshalb die für alle multiplikativen Störungen typische Eigenschaft, Fehlervektoren $\delta \underline{d}$ im Signalraum zu erzeugen, deren Betrag proportional zu den Amplituden der einzelnen Symbolzustände ist. Dies wird sehr deutlich in **Abbildung 5.3** am Beispiel eines Signalraumes einer 64-QAM gezeigt. Im ersten Quadranten ist der Signalraum eines durch Phasenrauschen gestörten Signals zu sehen, wie er durch einen rauschfreien Empfänger dargestellt wird, der keine internen Störquellen besitzt. Im zweiten Quadranten ist der Signalraum bei Vorhandensein von Phasenrauschen zu sehen, wenn sich zusätzlich - wie es in

jedem realen Empfänger der Fall ist - eine additive Rauschkomponente überlagert. An den Verformungen der äußeren Symbolzustände ist der Einfluß der Phasenrauschstörung noch deutlich erkennbar, während bei den inneren Symbolzuständen der additive Anteil überwiegt. Der dritte Quadrant zeigt für jeden Symbolzustand $d(a,a')$ den maximal zulässigen Störphasenwinkel $\varphi_{m(a,a')}$.

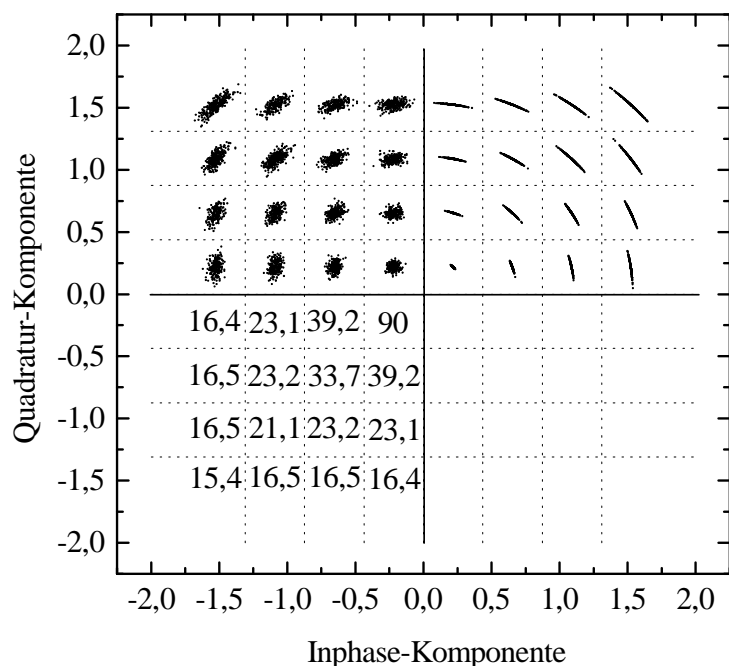
Empfängerseitig werden für die Trägerregelung Synchronisationsschaltungen in Form einer PLL eingesetzt (siehe auch Abschnitt 4.4.2). Die Bereitstellung eines möglichst phasenstabilen Trägers ist durch eine schmalbandige Auslegung des PLL-Schleifenfilters zu erreichen. Die Regelgeschwindigkeit der PLL sollte allerdings hoch genug sein, um den auf dem Übertragungsweg zugefügten Phasenschwankungen des DVB-C-Signals folgen zu können. Dies erfordert im Gegensatz zur ersten Bedingung eine breitbandige Auslegung des Schleifenfilters. Eine Optimierung der Regelschleife erfolgt empfängerspezifisch, so daß die Störleistung des Phasenrauschens, die sich bei der Symbolentscheidung auswirkt, immer von den Parametern des jeweils verwendeten Empfängers abhängig ist. Sie kann direkt am Eingang des Symbolentscheiders nicht durch eine Messung des Leistungsdichtespektrums gewonnen werden, da das Leistungsdichtespektrum des Phasenrauschens vom Leistungsdichtespektrum des DVB-C-Signals verdeckt wird und ein Ausschalten des DVB-C-Signals zum Zweck einer Messung nicht möglich ist, da die Synchronisationsschaltungen nur mit einem modulierten Nutzsignal einwandfrei funktionieren. Eine alternative Meßmethode wurde durch das DVB-Projekt in [ETR290] festgelegt. Es werden direkt im Signalraum des empfangenen Signals die auftretenden Störphasenwinkel gemessen. Die Standardabweichung der Meßwerte wird als „Phase Jitter“ (PJ) bezeichnet und berechnet sich nach den „DVB-Meßrichtlinien“ zu:

$$PJ = \sqrt{\sigma_{PJ}^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varphi^2(i) - \frac{1}{N^2} \left(\sum_{i=1}^N \varphi(i) \right)^2}. \quad (5.9)$$

Die Einheit wird in °RMS angegeben.

Abbildung 5.3: Auswirkungen von Phasenrauschen auf den Signalraum am Beispiel einer 64-QAM.

1. Quadrant: rauschfreier Empfänger
2. Quadrant: realer Empfänger
3. Quadrant: maximal zulässige Winkelbereiche für die Störphasenwinkel φ_m



5.2.2 Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei Störungen durch Phasenrauschen

Phasenrauschen ist, wie bereits die Bezeichnung ausdrückt, eine Störung mit statistischen Eigenschaften. Deshalb ist es für die Berechnung einer durch Phasenrauschen erzeugten Bitfehlerwahrscheinlichkeit wichtig, die Wahrscheinlichkeitsverteilung zu kennen, mit der die einzelnen Störphasen $\varphi(i)$ auftreten. In guter Näherung kann für alle praktisch relevanten Fälle eine gaußförmige Dichteverteilung angenommen werden [DAFFARA], [BUOLI]. Bei einer ausschließlich durch Phasenrauschen beeinflussten Übertragung werden die Signalraumzustände auf kreisförmige Bahnen ausgelenkt, die konzentrisch um den Signalraumursprung liegen. Für jeden Symbolzustand gibt es einen Bereich, innerhalb dessen das übertragene Symbol fehlerfrei zurückgewonnen werden kann. Dieser Bereich ist durch ein charakteristisches Kreissegment gekennzeichnet (siehe Abbildung 5.3), dem jeweils ein maximal zulässiger Störphasenwinkel φ_m zugeordnet ist. Unter Verwendung der Grenzen $\varphi_m(a, a')/2$ und der Standardabweichung der Störwinkel PJ kann über das gaußsche Fehlerintegral¹ [BRONST, Abschnitt 5.1.2.2.2] für jeden Symbolzustand separat eine Wahrscheinlichkeit $1 - \text{SER}_{PJ}(\varphi_m)$ berechnet werden, mit der der jeweilige Zustand richtig übertragen wird:

$$1 - \text{SER}_{PJ}(\varphi_m(a, a')) = \text{erf}\left(\frac{\varphi_m(a, a')/2}{\sqrt{2} \cdot PJ}\right) = \text{erf}\left(\frac{\varphi_m(a, a')}{\sqrt{8} \cdot PJ}\right). \quad (5.10)$$

Wird für jeden Symbolzustand diese Wahrscheinlichkeit mit der Auftretenswahrscheinlichkeit des entsprechenden Zustands $P_d = 1/M$ multipliziert und über alle M möglichen Produkte summiert, so ergibt sich die mittlere Wahrscheinlichkeit $1 - \text{SER}_{PJ}$, mit der die Symbole fehlerfrei übertragen werden können. Daraus resultiert direkt die mittlere Symbolfehlerwahrscheinlichkeit

$$\text{SER}_{PJ} = 1 - \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (1 - \text{SER}_{PJ}(\varphi_m(a, a'))) \cdot P_d = 1 - \frac{1}{M} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} \text{erf}\left(\frac{\varphi_m(a, a')}{\sqrt{8} \cdot PJ}\right). \quad (5.11)$$

Eine statistische Unabhängigkeit zwischen den übertragenen Symbolen des DVB-C-Signals und der Störphasenmodulation wurde bei der Herleitung vorausgesetzt. In Anlehnung an die in Abschnitt 5.1.2 durchgeführten Überlegungen, daß alle $\text{Id}(M)$ bit eines Symbols voneinander statistisch unabhängig sind und als Folge von Symbolfehlern auch etwa gleich oft verfälscht werden, kann für eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit näherungsweise angegeben werden:

$$\text{BER}_{PJ} = 1 - (1 - \text{SER}_{PJ})^{1/\text{Id}(M)} = 1 - \left[\frac{1}{M} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} \text{erf}\left(\frac{\varphi_m(a, a')}{\sqrt{8} \cdot PJ}\right) \right]^{1/\text{Id}(M)}. \quad (5.12)$$

¹ Das gaußsche Fehlerintegral wird häufig als Fehlerfunktion und in englischsprachiger Literatur als „error function“ (erf) bezeichnet.

Die Rechenergebnisse sind für die drei QAM-Versionen in **Abbildung 5.4** als Funktionen von PJ dargestellt. Eine Standardabweichung von $PJ = 0$ [°RMS] bedeutet, daß kein Phasenrauschen dem DVB-C-Signal überlagert wurde. Da bei dieser Untersuchung außer dem Phasenrauschen keine weiteren Störungen auftraten, entstanden bei $PJ = 0$ [°RMS] auch keine Übertragungsfehler. Mit zunehmendem PJ steigen die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten an. Die 256-QAM verhält sich gegenüber Phasenrauschen besonders empfindlich. Bei einer Erhöhung der Standardabweichung auf den Wert $PJ = 1,3$ [°RMS] überschreitet die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der 256-QAM bereits die für die DVB-C-Übertragung wichtige QEF-Grenze, während sich Phasenrauschen mit derselben Standardabweichung auf eine 64- oder 16-QAM-Übertragung praktisch überhaupt nicht auswirkt. Die QEF-Grenze wird im Fall einer 64-QAM-Übertragung bei etwa $PJ = 2,6$ [°RMS] erreicht, während sie sich bei einer 16-QAM-Übertragung auf $PJ = 5,6$ [°RMS] verschiebt.

Am Beispiel der 64-QAM ist zu erkennen, daß die berechneten Ergebnisse bei sehr großen Bitfehlerwahrscheinlichkeiten von den simulierten Ergebnissen leicht abweichen. Der Grund für diese Abweichungen ist darauf zurückzuführen, daß für die Rechnung eine gaußverteilte Wahrscheinlichkeitsdichte des Phasenrauschens zugrunde gelegt wurde, die jedoch nur bei geringem Phasenrauschen eine gute Approximation darstellt. Idealerweise müßte eine periodische Fehlerfunktion berücksichtigt werden, die für kleine Phasenfehler gaußförmig verteilt ist und bei Phasenfehlern von $\pm\pi$ einen Phasensprung von $\mp 2\pi$ aufweist. Bei sehr großem PJ nähert sich die periodische Wahrscheinlichkeitsdichte einer Gleichverteilung an.

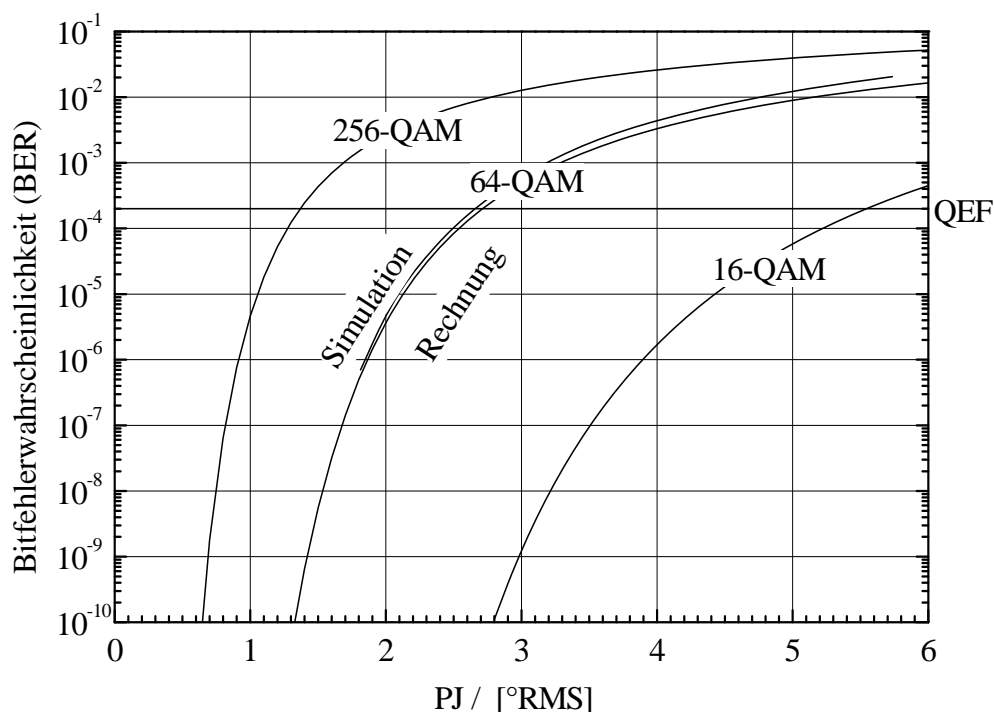


Abbildung 5.4: Berechnete Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für 16-QAM, 64-QAM und 256-QAM als Funktionen von PJ und entsprechendes Simulationsergebnis für den Fall der 64-QAM

Auf dieses Phänomen wird im nächsten Abschnitt noch einmal eingegangen. Bei den für eine DVB-C-Übertragung interessanten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten konnten die Rechnungen durch die Simulationsergebnisse bestätigt werden.

5.2.3 Zusammenhang zwischen „Phase Jitter“ und „Modulation Error Ratio“

Für einen Vergleich zwischen den Effekten von Phasenrauschen und denen von additivem Rauschen ist es sinnvoll, die Standardabweichung der Störphasenmodulation PJ in die allgemeingültige Angabe „Modulation Error Ratio“ (MER) {vgl. Gleichung (3.10)} umzurechnen. Die MER erhält im Fall einer ausschließlich durch Phasenrauschen hervorgerufenen Störung den Index „PJ“. Der Zusammenhang zwischen dem Störphasenwinkel φ und dem daraus resultierenden Fehlervektor $\delta \underline{d}(a, a', \varphi)$ wird durch **Abbildung 5.5** verdeutlicht.

$$\delta \underline{d}(a, a', \varphi) = \underline{d}(a, a') \cdot e^{j\varphi} - \underline{d}(a, a'). \quad (5.13)$$

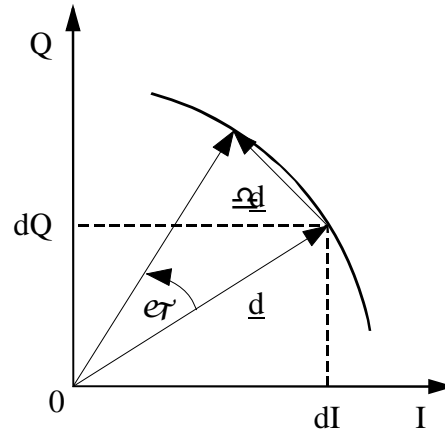
Unter Anwendung einer gaußförmig approximierten Wahrscheinlichkeitsverteilung der Störphasenwinkel kann für jeden Symbolzustand $\underline{d}(a, a')$ anteilig eine Varianz $\sigma_{PJ}^2(a, a')$ - im folgenden als Teilvarianz bezeichnet - berechnet werden. Dazu ist der komplexe Fehlervektor $\delta \underline{d}(a, a')$ mit seinem konjugiert-komplexen Wert zu multiplizieren und mit der gaußförmigen Approximation der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion zu gewichten. Weil die Phasenfehler jeden Symbolzustand kreisförmig und konzentrisch um den Koordinatenursprung verfälschen, ist es sinnvoll, die Gauß-Funktion in Abhängig vom Störphasenwinkel φ anzugeben. Dies wurde bereits bei der Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit in den Gleichungen (5.10) bis (5.12) entsprechend gehandhabt. Die in Gleichung (5.14) angegebene Gewichtungsfunktion entspricht einer Gauß-Verteilung (siehe [GAUSS2]¹), die über den Störphasenwinkel φ aufgetragen wurde und bei der PJ die Standardabweichung des Störphasenwinkels ist. Nach der sich anschließenden Integration über eine Periode ergibt sich zunächst ein Wert für den als Teilvarianz bezeichneten Anteil der Störleistung, der sich durch das Phasenrauschen in dem betrachteten Zustand $\underline{d}(a, a')$ überlagert:

$$\sigma_{PJ}^2(a, a', PJ) = \int_{-\pi}^{\pi} \delta \underline{d}(a, a', \varphi) \cdot \delta \underline{d}^*(a, a', \varphi) \frac{e^{-\left(\frac{\varphi^2}{2 \cdot PJ^2}\right)}}{\sqrt{2\pi \cdot PJ}} d\varphi \quad (\text{siehe Fußnote } ^2). \quad (5.14)$$

¹ Die Originalveröffentlichung befindet sich in [GAUSS1].

² Die Definition für die Varianz eines stochastischen, wertekontinuierlichen Prozesses ist z.B. in [FLIEGE] angegeben.

Abbildung 5.5: Zusammenhang zwischen Fehlervektor $\delta \underline{d}$, Symbolzustand \underline{d} und Störphasenwinkel φ



Die Varianz der gesamten Phasenrauschstörung σ_{PJ}^2 wird durch die Summe aller Teilvarianzen berechnet, die mit der für alle Symbolzustände konstanten Auftretswahrscheinlichkeit $P_d = 1/M$ multipliziert werden müssen. Nach Gleichung (3.11) kann eine für Phasenrauschen gültige MER als Funktion von PJ ausgerechnet werden:

$$\text{MER}_{PJ} = 10 \cdot \log \left(\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{PJ}^2} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{\sigma_d^2}{\frac{1}{M} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} \sigma_{PJ}^2(a, a', PJ)} \right). \quad (5.15)$$

Eine Abhängigkeit von M und damit von der verwendeten QAM-Version ist nur scheinbar vorhanden. Durch die in Nenner der Gleichung (5.15) durchgeführten Mittelwertbildung über alle Teilvarianzen ergeben sich für alle QAM-Versionen gleiche Ergebnisse, die nicht mehr von M, sondern nur noch von der Standardabweichung des Störphasenwinkels PJ abhängen. Das in **Abbildung 5.6** gezeigte Rechenergebnis gilt somit für die 256-, die 64- und die 16-QAM. Anhand des berechneten Funktionsgraphen ist außerdem zu sehen, daß die verwendete gaußförmige Approximation der Wahrscheinlichkeitsverteilung der Störphasen bis zu einem PJ von etwa 10 °RMS eine gute Näherung darstellt. Aufgrund des im letzten Abschnitt bereits erläuterten periodischen Verlaufes der Störphasenmodulation mit der Periodizität von 2π geht bei sehr starkem Phasenrauschen die Gauß-Verteilung in eine Gleichverteilung über, so daß die gaußförmige Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion in Gleichung (5.14) durch eine Gleichverteilung ersetzt werden muß:

$$\sigma_{PJ}^2(a, a', PJ) \xrightarrow{PJ \rightarrow \infty} \int_{-\pi}^{\pi} \delta \underline{d}(a, a', \varphi) \cdot \delta \underline{d}^*(a, a', \varphi) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot d\varphi'. \quad (5.16)$$

Durch Einsetzen in Gleichung (5.15) ergibt sich der folgende, von PJ unabhängige Grenzwert von

$$\text{MER}_{PJ} \xrightarrow{PJ \rightarrow \infty} -3\text{dB}, \quad (5.17)$$

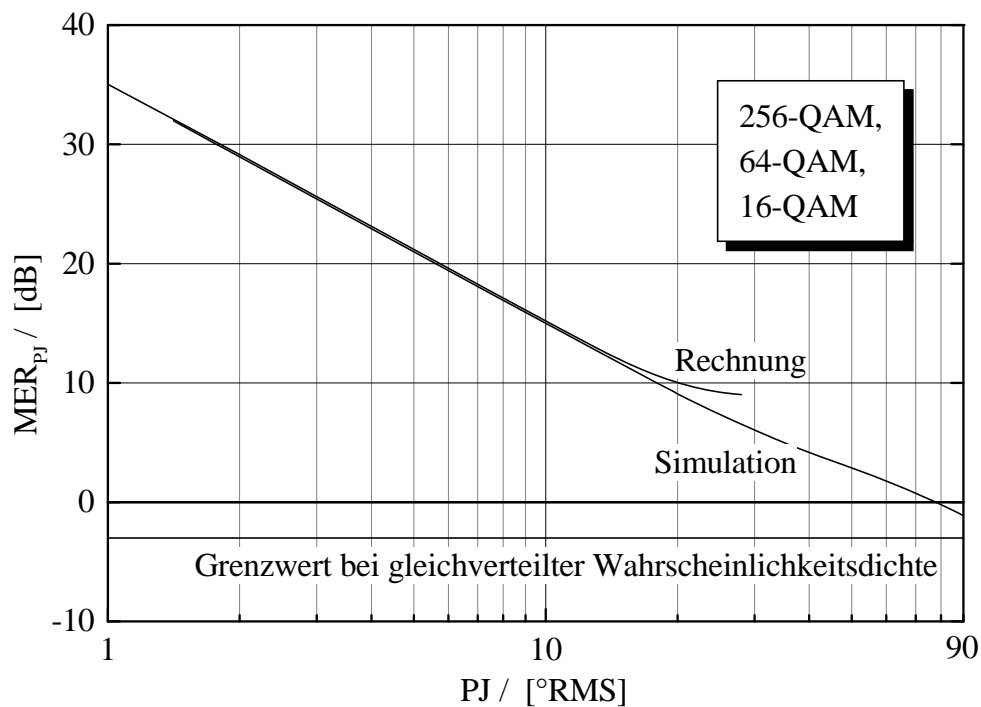


Abbildung 5.6: Zusammenhang zwischen MER_{PJ} und PJ bei einer Störung durch Phasenrauschen (Rechnung und Simulation)

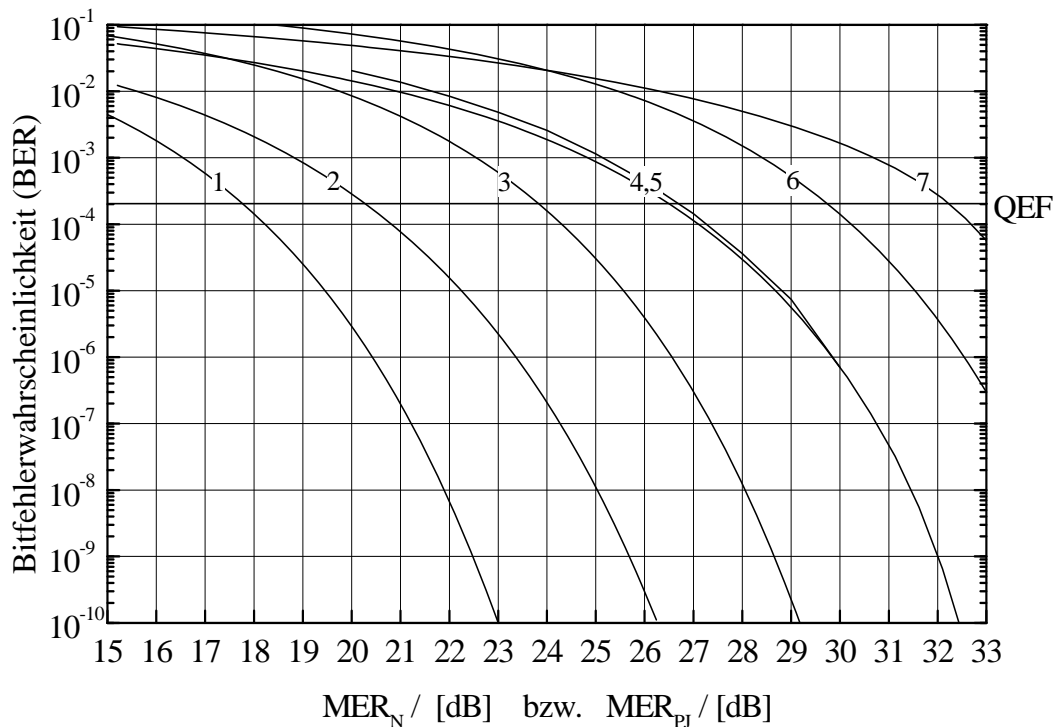


Abbildung 5.7: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten v. l. n. r.: 1) 16-QAM, MER_N ; 2) 16-QAM, MER_{PJ} ; 3) 64-QAM, MER_N ; 4,5) 64-QAM, MER_{PJ} (Rechnung und Simulation); 6) 256-QAM, MER_N ; 7) 256-QAM, MER_{PJ}

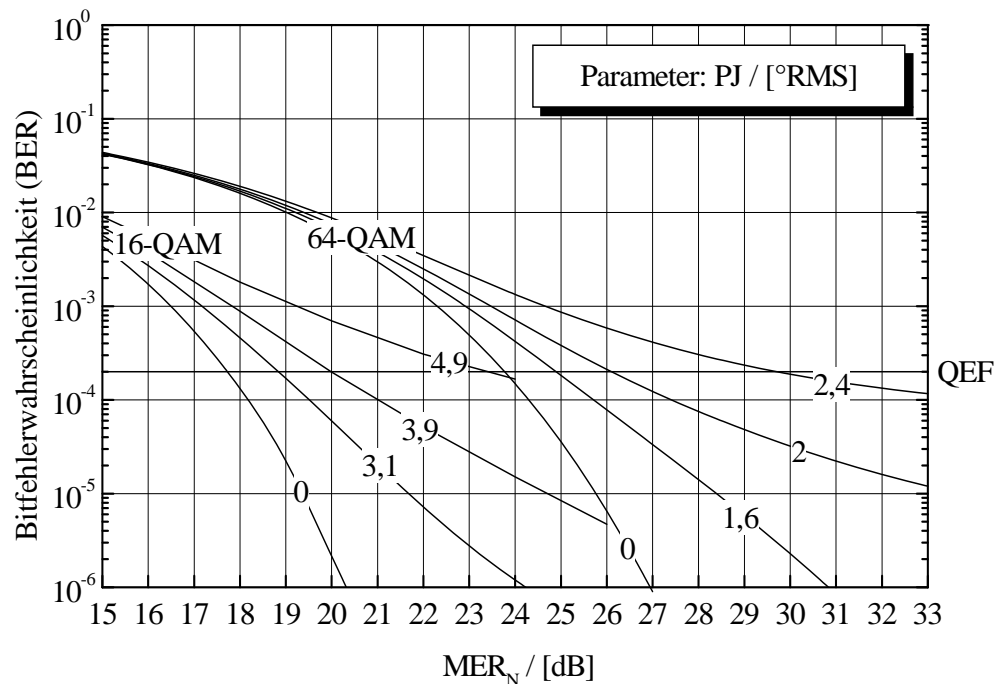


Abbildung 5.8: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten als Funktionen des logarithmischen Signal-Rausch-Abstandes (MER_N) bei Auftreten von zusätzlichen Störungen durch Phasenrauschen

gegen den die MER_{PJ} -Kurve für große PJ konvergiert. Die in dem Übergangsbereich gültigen Werte wurden durch eine Simulation gewonnen.

In **Abbildung 5.7** sind die BER-Kurven zu sehen, die einerseits in Folge von additivem (thermischem) Rauschen und andererseits in Folge von multiplikativem Rauschen (Phasenrauschen) entstehen. Auf der Abszisse ist die jeweilige MER aufgetragen. Durch einen Vergleich der Kurven ist deutlich zu erkennen, daß sich Phasenrauschen ungünstiger auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit auswirkt als thermisches Rauschen. Der Grund dafür ist die bereits erwähnte, bei allen multiplikativen Störungen typische Abhängigkeit von der Amplitude der Symbolzustände.

Der Einfluß einer kombinierten Störung durch thermisches Rauschen und Phasenrauschen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist als Funktion der MER in **Abbildung 5.8** dargestellt. Diese per Simulation gewonnenen Kurven [SCHWERD] entsprechen den in [BUOLI] hergeleiteten Ergebnissen. Deshalb soll an dieser Stelle auf eine eigene theoretische Ausarbeitung verzichtet werden. Es ist deutlich zu erkennen, daß bei einem PJ von etwa $1,6^\circ\text{RMS}$ die BER-Kurve einer 64-QAM-Übertragung bei der Fehlerkorrekturgrenze des DVB-C-Systems eine Degradation um etwa 1 dB erfährt. Entsprechendes gilt für die 16-QAM bei einem PJ von $3,1^\circ\text{RMS}$.

Eine Überlagerung von Phasenrauschen und additivem Rauschen ist in der Gesamtwirkung auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit einer QAM-Übertragung also sehr viel kritischer, als es die Kurven in **Abbildung 5.4** zunächst vermuten lassen. Frequenzumsetzer müssen

beispielsweise für eine 64-QAM-Übertragung so dimensioniert werden, daß ihre PJ-Werte in jedem Fall unterhalb von $1,6^\circ\text{RMS}$ liegen. Eine Realisierung von Werten kleiner als 1°RMS muß erreicht werden, wenn die durch Phasenrauschen verursachten Störungen gegenüber anderen Übertragungsstörungen wie additivem Rauschen vernachlässigbar sein sollen. Diese Werte werden durch die heute eingesetzten professionellen Geräte sogar noch unterboten. Auch in für den Endverbraucher entwickelten Empfängern konnten durch eine visuelle Analyse des Signalraumes keine typischen Phasenrauschstörungen beobachtet werden, die auf eine Verschlechterung der Bitfehlerwahrscheinlichkeiten schließen ließen.

5.3 Schmalband-Interferenzen

Das Auftreten von schmalbandigen Interferenzsignalen kann verschiedene Ursachen haben wie

1. mobile Funkdienste und Bündelfunkdienste, die wegen unzureichender Schirmung von außen in das Netz einstrahlen,
2. Intermodulationsstörungen, die hauptsächlich durch die in einem typischen Netz auch vorhandenen Bildträger der PAL-Signale hervorgerufen werden [GROTE],
3. endliche Dämpfungen der für eine Frequenzumsetzung notwendigen Trägersignale. Da die eingesetzten Frequenzumsetzer die Trägersignale nicht ideal unterdrücken, treten diese gedämpft an ihrem Ausgang und/oder Eingang auf.

Die Liste für die Ursachen möglicher Interferenzstörungen ist bei weitem nicht vollständig. Die drei aufgeführten Fälle stellen Beispiele für jeweils eine physikalische Ursache einer Störung dar. Im ersten Beispiel kann das störende Signal verschiedene Modulationsformen haben. Die Auftrittshäufigkeit der Störampplituden ist von dem jeweils verwendeten Modulationsverfahren abhängig. Im zweiten Beispiel setzt sich das Interferenzsignal aus einer Vielzahl von sinusförmigen Störsignalen zusammen, die aufgrund der engen Toleranzen der PAL-Bildträgerfrequenzen von $\pm 5\text{ kHz}$ in einem Bereich von maximal $\pm 3 \cdot 5\text{ kHz} = \pm 15\text{ kHz}$ ¹ liegen. Die Amplitudenänderungen treten aufgrund der schmalen Signalbandbreiten nur sehr langsam auf, so daß für endliche Zeitabschnitte eine sinusförmige Signalform näherungsweise angenommen werden kann. Das dritte Beispiel stellt eine rein sinusförmige Störung dar.

¹ Der Faktor 3 entsteht bei einer Betrachtung der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung (CTB).

5.3.1 Berechnung des Signal-Interferenz-Abstandes

Die Leistung I eines sinusförmigen Störsignals der Form

$$s_I(t) = A \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t) \quad (5.18)$$

berechnet sich zu:

$$I = A^2. \quad (5.19)$$

Mit Gleichung (5.2) ergibt sich der trägerfrequente Signal-Interferenz-Abstand zu:

$$\frac{C}{I} = \frac{\sigma_d^2}{A^2} = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_I^2}. \quad (5.20)$$

Die sinusförmige Störung überlagert sich dem DVB-C-Signal additiv und verformt nach der Demodulation (siehe Abschnitt 4.4.2) durch einen idealen Empfänger und nach einer zeitlichen Abtastung die im Idealfall punktförmigen Symbolzustände des Signalraums zu einzelnen Kreisbahnen

$$\left[s_{\text{DVB}}(t) + s_I(t) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot e^{-j2\pi f_c t} \xrightarrow[\text{Abtastung}]{\text{TP-Anteil,}} \underline{d}'(i) = \underline{d}(i) + A \cdot e^{j2\pi \Delta f t}, \quad (5.21)$$

die sich jeweils konzentrisch um die ursprünglichen Positionen der idealen Symbolzustände ausbilden (siehe **Abbildung 5.9**). Eine DVB-C-Übertragung ist bei einem Empfang mit einem idealen Empfänger solange fehlerfrei durchzuführen, wie die einzelnen kreisförmig verformten Symbolzustände über die jeweils nächsten Entscheidungsschwellen nicht hinaus ausgelenkt werden. Sie besitzen in diesem Grenzfall Radien A_{Gr} , die mit der halben euklidischen Distanz $d/2$ identisch sind:

$$A_{\text{Gr}} = \frac{d}{2}. \quad (5.22)$$

Unter Beachtung der in Gleichung (5.22) aufgestellten Randbedingung kann durch Einsetzen von Gleichung (3.9) in Gleichung (5.20) für jede QAM-Version ein kritischer Signal-Interferenz-Abstand ausgerechnet werden:

$$\left. \frac{C}{I} \right|_{\text{Gr}} = \frac{\sigma_d^2}{A_{\text{Gr}}^2} = \frac{\sigma_d^2}{d^2/4} = \frac{2}{3}(M-1) \xrightarrow{\log} 10 \cdot \log\left(\frac{C}{I}\right) = \begin{cases} 10,00 \text{ dB} & 16\text{-QAM} \\ 16,23 \text{ dB} & 64\text{-QAM} \\ 22,30 \text{ dB} & 256\text{-QAM} \end{cases} \quad (5.23)$$

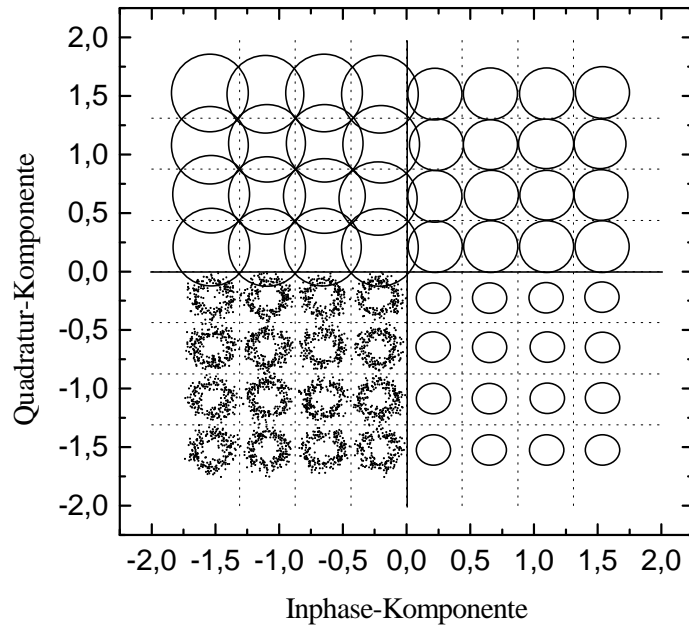


Abbildung 5.9: Auswirkungen von sinusförmigen Störern auf den Signalraum am Beispiel einer 64-QAM-Übertragung.

1. Quadrant: Grenzfall 1 mit $A = d/2$
2. Quadrant: Grenzfall 2 mit $A = d/\sqrt{2}$
3. Quadrant: realer Empfänger mit internem Rauschen ($A < d/2$)
4. Quadrant: idealer Empfänger ($A < d/2$)

5.3.2 Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch sinusförmige Störungen

Die Analyse der auftretenden Bitfehler kann auf die drei folgenden Bereiche aufgeteilt werden:

1. $A < d/2$: Es treten im Idealfall keine Störungen auf.
2. $d/2 < A < d/\sqrt{2}$: Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit steigt an.
3. $A > d/\sqrt{2}$: Kein Symbol wird mehr richtig decodiert.

Ein wichtiges Kriterium für die Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit im Fall 2 ist die für alle Phasenwinkel des Störsignals gleichverteilte Auftretswahrscheinlichkeit. Dadurch ist der Anteil des jeweiligen Kreissegmentes, der innerhalb der Entscheidungsschwellen liegt, ein Maß für die Wahrscheinlichkeit, daß ein Symbol richtig decodiert werden kann. Zur Verdeutlichung der geometrischen Beziehung wird in **Abbildung 5.10** ein einzelner Symbolzustand für den Fall 2 dargestellt. Das Kreissegment KS berechnet sich nach [BRONST, Abschnitt 2.6.1] zu:

$$KS(A) = A \cdot \chi = A \cdot \left(\frac{\pi}{2} - 2\beta \right) = A \left(\frac{\pi}{2} - 2 \cdot \arccos\left(\frac{d}{2A} \right) \right). \quad (5.24)$$

Für die Berechnung einer Symbolfehlerwahrscheinlichkeit muß das berechnete Kreissegment KA auf das Kreissegment eines Viertelkreises $A \cdot \pi/2$ normiert und von 1 subtrahiert werden. Außerdem ist zu berücksichtigen, daß die Symbolzustände an den Rändern des Signalraums nur drei und die in den Signalraumecken sogar nur zwei Entscheidungsschwellen haben, so daß

ein zusätzlicher Korrekturfaktor berücksichtigt werden muß, der auch schon aus Gleichung (5.5) bekannt ist.

$$\text{SER}_I(A/d) = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \left(1 - \frac{\text{KS}(A)}{A \cdot \pi/2} \right) = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \cdot \frac{4}{\pi} \arccos\left(\frac{d}{2A}\right). \quad (5.25)$$

Unter Verwendung der Gleichungen (3.9) und (5.20) kann die Abhängigkeit der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit als Funktion des Signal-Interferenz-Abstandes berechnet werden:

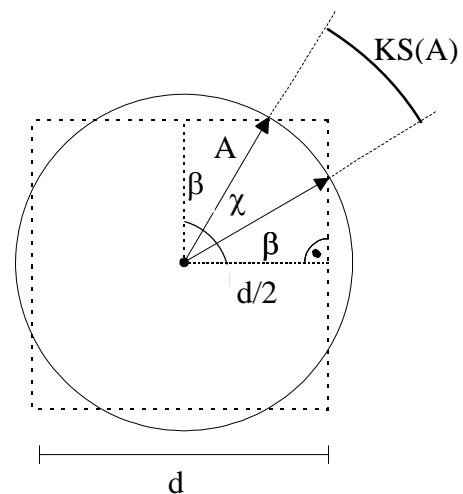
$$\text{SER}_I = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \cdot \frac{4}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \cdot \frac{C}{I}\right). \quad (5.26)$$

In Anlehnung an die in Abschnitt 5.1.2 durchgeführten Überlegungen, daß alle $\text{ld}(M)$ bit eines Symbols voneinander statistisch unabhängig sind und als Folge von Symbolfehlern auch etwa gleich oft verfälscht werden, kann für eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit die folgende Gleichung näherungsweise angegeben werden:

$$\text{BER}_I = 1 - \left[1 - \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \cdot \frac{4}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{3 \cdot C/I}{2(M-1)}}\right) \right) \right]^{\frac{1}{\text{ld}(M)}}. \quad (5.27)$$

Es sei noch einmal darauf hingewiesen, daß die durchgeführten Betrachtungen nur für den Fall 2 Gültigkeit besitzen, durch den der Übergang von einem fehlerlosen Empfang zu einem Empfang von ausnahmslos fehlerhaften Symbolen beschrieben wird. Der theoretische Kurvenverlauf ist für eine 64-QAM-Übertragung unter Verwendung eines idealen Empfängers in Abbildung 5.12 (Kurve Nr. 1) eingezeichnet. Es ist zu erkennen, daß überhaupt keine Bitfehler auftreten, solange der Signal-Interferenz-Abstand größer als der

Abbildung 5.10: Geometrische Beziehung zwischen dem Kreissegment KS und der Amplitude des Sinusstörers



kritische Signal-Interferenz-Abstand ist. Bei einer Verringerung des Signal-Interferenz-Abstands nimmt die BER sprunghaft zu, sobald das kritische Verhältnis von etwa 16 dB unterschritten wird. Obwohl bei einer weiteren Reduzierung des Signal-Interferenz-Abstands um mehr als 3 dB kein Symbol mehr richtig detektiert wird, können dennoch einige wenige Bits richtig dekodiert werden. Der Grund dafür liegt darin, daß zwischen dem übertragenen Symbolzustand und den benachbarten Symbolzuständen in der Regel nur 1 bit der $\log_2(M)$ bit unterschiedlich ist.

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit, die mit einem realen Empfänger erreicht werden kann, weicht aufgrund der oben beschriebenen internen Störungen der Geräte von der idealen Kurve ab. Bei der Berücksichtigung der geräteinternen Rauschquellen setzt sich die Störung in diesem Fall aus der Überlagerung der deterministischen, sinusförmigen Störung mit einer statistischen Rauschstörung zusammen. Wird die augenblickliche Amplitude des deterministischen Anteils bei der Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit als sich zeitlich verändernder Gleichanteil definiert, kann die Überlagerung beider Störungen als gleichanteil-behaftetes Rauschen betrachtet werden, dessen Gleichanteil sich kosinus- bzw. sinusförmig verändert. **Abbildung 5.11** zeigt schematisch eine Projektion der zweidimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichte der Störung auf einen eindimensionalen Ausschnitt der Inphase-Komponente des Signalraumes. Die gaußverteilte Wahrscheinlichkeitsdichte der internen Rauschstörung wird durch die Augenblicksamplitude der sinusförmigen Störung zum Zeitpunkt T_0 um den Betrag $m_I = A \cdot \cos(2\pi\Delta f T_0)$ verschoben. Die Verschiebung in Richtung der Quadratur-Komponente ist somit $m_Q = A \cdot \sin(2\pi\Delta f T_0)$. Die effektiven Abstände zu den nächsten Entscheidungsschwellen sind im Fall der Inphase-Komponente mit A_1 und A_2 bzw. im Fall der Quadratur-Komponente mit A_3 und A_4 gekennzeichnet. Über die Definition des Störwinkels $\chi = 2\pi\Delta f T_0$ des Interferenzsignals ergibt sich z.B. für die Inphase-Komponente:

$$A_{1,2}(\chi) = \frac{d}{2} \pm A \cdot \cos(\chi) = \frac{d}{2} \left[1 \pm \frac{2A}{d} \cdot \cos(\chi) \right]. \quad (5.28)$$

Nach Division von A_1 bzw. A_2 durch $\sqrt{N_i}$ und Einsetzen der Gleichungen (3.9) und (5.19) entsteht der Ausdruck:

$$\frac{A_{1,2}(\chi)}{\sqrt{N_i}} = \sqrt{\frac{3 \cdot C/N}{2(M-1)}} \left[1 \pm \sqrt{\frac{2(M-1)}{3 \cdot C/I}} \cdot \cos(\chi) \right]. \quad (5.29)$$

Entsprechend gilt für die Quadratur-Komponente:

$$\frac{A_{3,4}(\chi)}{\sqrt{N_i}} = \sqrt{\frac{3 \cdot C/N}{2(M-1)}} \left[1 \pm \sqrt{\frac{2(M-1)}{3 \cdot C/I}} \cdot \sin(\chi) \right]. \quad (5.30)$$

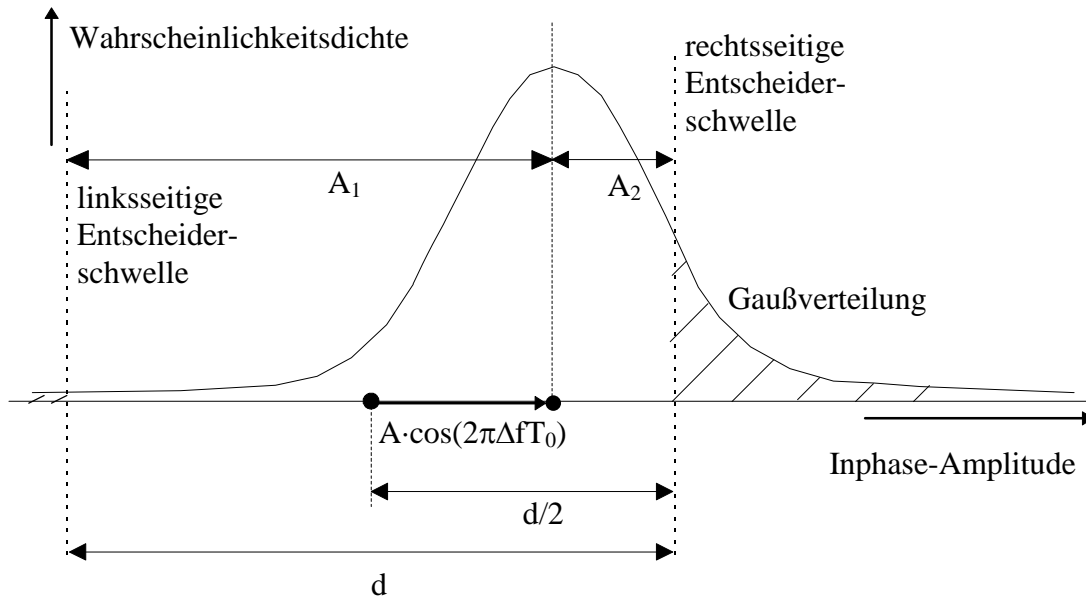


Abbildung 5.11: Projektion der zweidimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichte der Rauschstörung auf einen eindimensionalen Ausschnitt der Inphase-Komponente des Signalraumes bei einer Verschiebung durch einen zusätzlichen Gleichanteil

Die Abhängigkeit der beiden Komponenten voneinander ist durch den Störwinkel χ des deterministischen Störers deutlich zu erkennen. Die beiden Anteile der Rauschstörung, die sich der Inphase- und der Quadratur-Komponente überlagern, sind dagegen voneinander statistisch unabhängig. Deshalb kann in Abhängigkeit der Störgrößen A und χ sowohl für die Inphase-Komponente als auch für die Quadratur-Komponente eine Wahrscheinlichkeit ausgerechnet werden, mit der einzelner Symbolzustand über die nächsten Entscheidungsschwellen hinweg verfälscht wird. Die Berechnung der beiden Fehlerwahrscheinlichkeiten, nachfolgend mit IER bzw. QER bezeichnet, erfolgt mit der komplementären Fehlerfunktion, deren Argumente bereits in den Gleichungen (5.29) und (5.30) berechnet wurden. Weil die äußersten Zustände beider Komponenten nur jeweils eine Entscheidungsschwelle besitzen, muß für die Berechnung zusätzlich der aus Gleichung (5.5) und Gleichung (5.25) bekannte Faktor beachtet werden:

$$\text{IER}(\chi) = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \frac{\text{erfc}\left(\frac{A_1(\chi)}{\sqrt{N_i}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{A_2(\chi)}{\sqrt{N_i}}\right)}{2}, \quad (5.31)$$

bzw.

$$\text{QER}(\chi) = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \frac{\text{erfc}\left(\frac{A_3(\chi)}{\sqrt{N_i}}\right) + \text{erfc}\left(\frac{A_4(\chi)}{\sqrt{N_i}}\right)}{2}.$$

Ein Symbol wird richtig detektiert, wenn sowohl seine Inphase- als auch seine Quadratur-Komponente ohne Fehler sind. Abhängig von χ , ergibt sich die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit

$$\text{SER}_{\text{I+N}}(\chi) = 1 - [1 - \text{IER}(\chi)] \cdot [1 - \text{QER}(\chi)]. \quad (5.32)$$

Alle Winkel χ treten im Mittel gleich oft auf, so daß sich eine mittlere Symbolfehlerwahrscheinlichkeit von

$$\text{SER}_{\text{I+N}} = \frac{1}{2\pi} \oint_{2\pi} \{1 - [1 - \text{IER}(\chi)] \cdot [1 - \text{QER}(\chi)]\} d\chi \quad (5.33)$$

einstellt. Der näherungsweise gültige Zusammenhang zwischen einer Symbolfehlerwahrscheinlichkeit und einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit wurde bereits oben diskutiert und ist daher bekannt. Deshalb soll das Ergebnis ohne Erläuterungen angegeben werden:

$$\text{BER}_{\text{I+N}} = 1 - (1 - \text{SER}_{\text{I+N}})^{1/\text{Id}(\text{M})}. \quad (5.34)$$

Die mit Gleichung (5.34) berechneten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten sind für eine 64-QAM-Übertragung in **Abbildung 5.12** (Kurve Nr. 2) als Funktion des Signal-Interferenz-Abstandes eingetragen. Während bei einem idealen Empfänger (Kurve Nr. 1) das oben erwähnte abrupte Ausfallverhalten bei $10 \cdot \log(\text{C/I}) = 16,23 \text{ dB}$ deutlich zu erkennen ist, findet bei einem realen Empfänger aufgrund der internen Rauschquellen eine allmähliche Verschlechterung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit statt. Bei sehr hohen Signal-Interferenz-Abständen dominieren die durch das interne Rauschen verursachten Störungen, und die BER-Kurven streben gegen dieselben Grenzwerte, gegen die die jeweils entsprechenden BER-Kurven der realen Empfänger bei sehr hohen Signal-Rausch-Abständen in einem AWGN-Kanal konvergieren.

Die Störungen durch sinusförmige Signale, deren Auswirkungen, wie bereits erwähnt, im Signalraum als kreisförmige Verformungen zu erkennen sind, können aufgrund ihrer deterministischen Eigenschaften von Korrekturschaltungen teilweise ausgeglichen werden. Verschiedene Hersteller haben in ihren Empfängern derartige Algorithmen implementiert. Bei einer exemplarischen Messung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines Gerätes mit aktivierter Korrekturschaltung konnte während einer allmählichen Erhöhung der Störleistung eine Korrektur der sinusförmigen Störung sogar über den kritischen Signal-Interferenz-Abstand hinaus erfolgen. Nach Ausfall der Korrekturschaltung bei etwa $10 \cdot \log(\text{C/I}) = 4 \text{ dB}$ mußte der Signal-Interferenz-Abstand wieder bis unterhalb des kritischen Störabstandes reduziert werden, damit die Korrekturschaltung neu synchronisieren konnte. Deshalb ist bei dem in **Abbildung 5.12** dargestellten Kurvenverlauf Nr. 5 eine Hysterese zu erkennen. Die in diesem Korrekturbereich erreichte Verbesserung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist, bedingt durch den endlichen Realisierungsaufwand der Schaltung, nicht ideal. Die gemessene Bitfehlerwahrscheinlichkeit unterschreitet den Wert von etwa 10^{-6} nicht, was durch eine

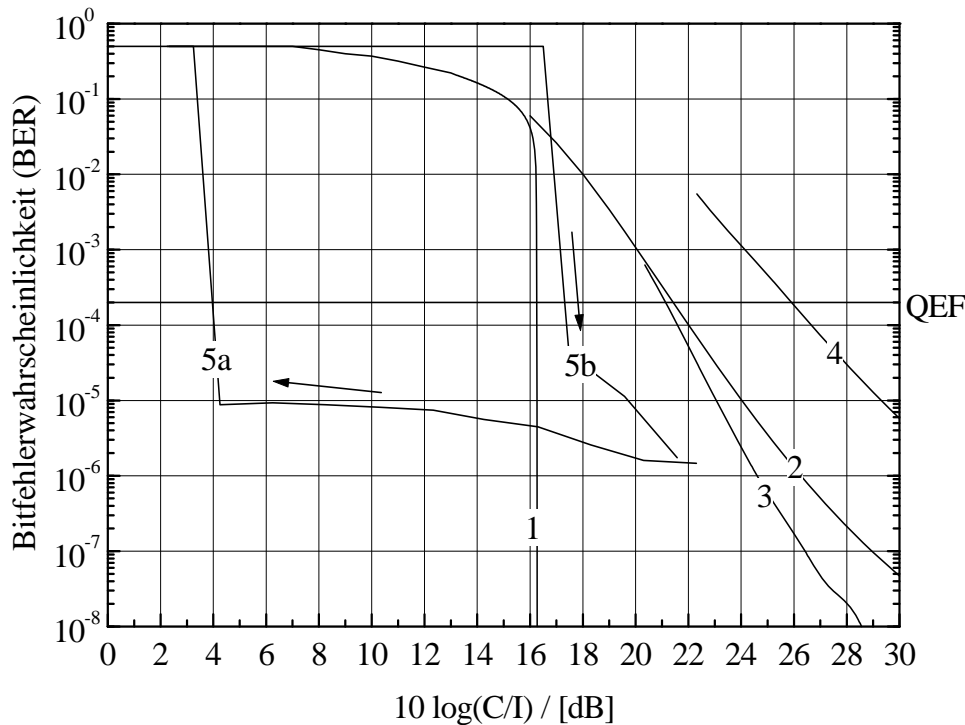


Abbildung 5.12: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten bei einer 64-QAM-Übertragung als Folge von Schmalband-Interferenzen; v.l.n.r.: 1) idealer Empfänger, 2) Empfängeremulation, 3) „professioneller“ Empfänger, 4) Laborempfänger, 5) Empfänger mit aktiver Korrekturschaltung (a: bei kontinuierlicher Störabstandsverschlechterung, b: bei kontinuierlicher Störabstandsverbesserung)

Erhöhung der internen Störgrößen vermutlich infolge des Vorhandenseins der Korrekturschaltungen auf einen Wert von $10\text{-log}(C/N_i) \approx 26 \text{ dB}$ interpretiert werden kann.

5.4 Gleichkanalstörungen durch terrestrische Rundfunksignale

Gleichkanalstörungen können immer dann entstehen, wenn ein außerhalb eines Kabelnetzes übertragenes Signal in demselben Frequenzbereich gesendet wird wie ein Signal innerhalb des Netzes. Die Signale müssen wegen der unterschiedlichen Kanalbelegungen im Kabel und im terrestrischen Kanal nicht identische Inhalte haben. Durch die Europäische Norm [EN083] werden Grenzwerte bzgl. Einstrahlungen von außen für Kabelnetze festgelegt. Diese Vorgaben werden jedoch in der Praxis teilweise - vornehmlich im Teilnehmerbereich - nicht eingehalten. Die höheren Netzebenen sind sehr hochwertig abgeschirmt. Deshalb sollen kumulative Effekte, die über die unterschiedlichen Netzebenen entstehen, nicht berücksichtigt werden. Es wird nachfolgend von einer Überlagerung der Gleichkanalstörung mit dem DVB-C-Signal ausgegangen, die sich an einem einzigen Punkt - also im Teilnehmerbereich - ereignet. Die Überlagerung beider Signale erfolgt additiv.

Terrestrische Sendernetze haben in den Frequenzbereichen VHF und UHF die gleiche Kanalaufteilung wie Kabelnetze. Zur Zeit der Einführung der Fernsehsignalverteilung über Kabelnetze wurden die Kanalbelegungen der Signale innerhalb der Netze auf die terrestrisch gesendeten Fernsehsignale abgestimmt. Heute sind aus frequenzökonomischen Überlegungen die im Kabel zur Verfügung stehenden Frequenzbänder bis 450 MHz häufig voll belegt (siehe auch Abbildung 4.5). Deshalb ist die Gleichkanalübertragung eines terrestrischen PAL-Signals und eines DVB-C-Signals ein durchaus realistisches Szenario. Zukünftig müssen ebenfalls Signale als mögliche Gleichkanalstörer berücksichtigt werden, die nach der derzeit vom DVB-Projekt entwickelten DVB-T-Norm [ETS744] (siehe auch [REIMERS1, Kap. 11] oder [DAMBACH]) ausgestrahlt werden. Außerdem wird derzeit in einigen Regionen im terrestrischen Übertragungskanal 12 ein digitaler Audio-Rundfunkdienst (Digital Audio Broadcasting - DAB) [ETS401] (siehe auch [LAUTER] oder [FREYER]) eingeführt. Bei beiden Übertragungsverfahren kommt als Modulationsart das COFDM-(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex-)Verfahren zum Einsatz. Bei diesem Verfahren wird eine große Anzahl von schmalbandigen Unterträgern unabhängig voneinander moduliert, so daß die Auftrittswahrscheinlichkeitsdichte der Amplituden in erster Näherung gaußförmig verläuft. Das Bitfehlerverhalten eines DVB-C-Signals bei einer Gleichkanalstörung durch beispielsweise ein DVB-T-Signal wird daher ähnlich sein wie das bereits diskutierte Verhalten im Gaußkanal. Es müssen bei einer genauen Analyse allerdings die verschiedenen Besonderheiten der beiden Verfahren, wie der Einfluß der mit überhöhten Pegeln gesendeten Piloten beim DVB-T-Verfahren oder der Einfluß des Null-Symbols beim DAB-Verfahren, beachtet werden. Detaillierte Untersuchungen wurden im Rahmen dieser Arbeit mit keinem der beiden Verfahren durchgeführt.

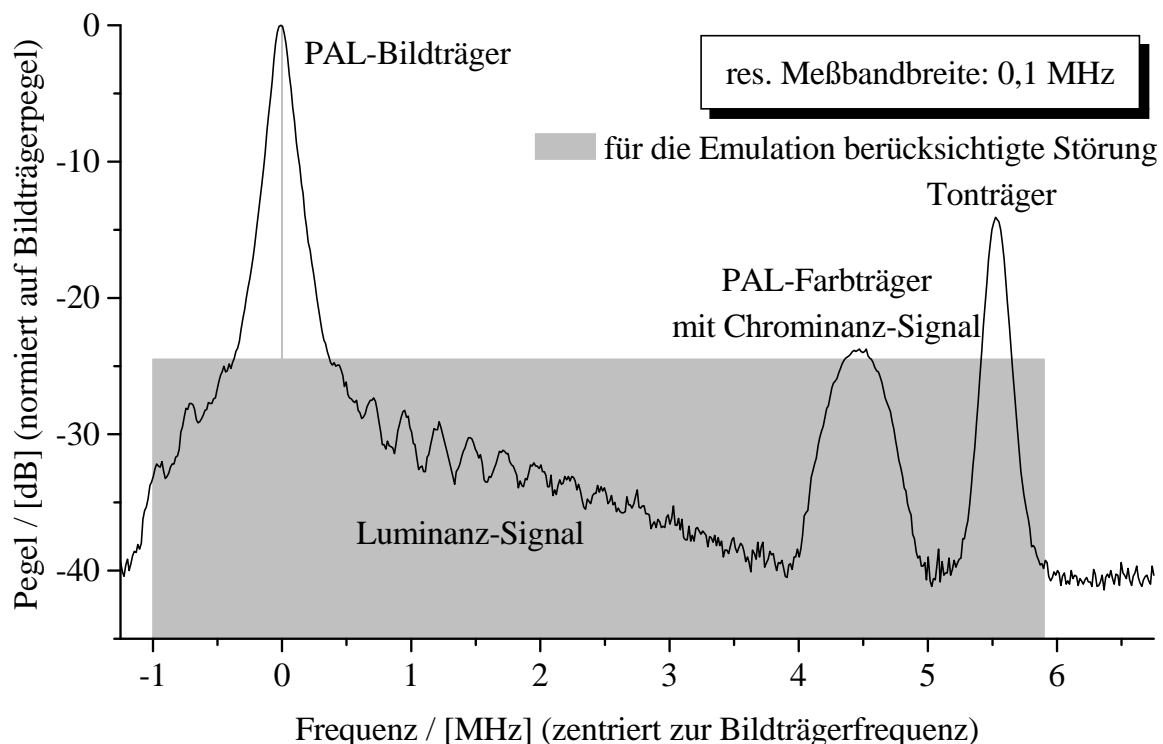


Abbildung 5.13: Gemessenes Leistungsspektrum eines PAL-Signals und die für die Berechnung der Empfängeremulation verwendete Näherung

Im folgenden werden die Auswirkungen einer PAL-Gleichkanalstörung auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines DVB-C-Signals untersucht. Die Analyse erfolgt durch den Vergleich einer gemessenen Bitfehlerwahrscheinlichkeit mit einer berechneten. Für die Rechnung mußte ein mathematisches Modell gefunden werden, das die Störeigenschaften eines PAL-Signals hinreichend genau beschreibt. Zu diesem Zweck wurden die allgemein bekannten Signaleigenschaften des PAL-Signals, die dieses im Zeit- und im Frequenzbereich besitzt, herangezogen. In **Abbildung 5.13** ist beispielhaft das auf den Bildträgerpegel normierte Leistungsspektrum eines PAL-Signals dargestellt. Es sind die verschiedenen Signalanteile wie der Bildträger, die durch die Helligkeitsinformation des Bildes (Luminanz-Anteil) erzeugten Seitenbänder, der Farbträger mit der Chrominanz-Information und ein einzelnes Tonträgersignal zu sehen¹. Den dominierenden Anteil an der Signalleistung liefert der Bildträger, der im Spektrum als diskrete Linie erkennbar ist (vgl. auch [ANN]). Er ist permanent im Spektrum vorhanden. Weil das PAL-Signal negativ dem Bildträger aufmoduliert wird, hat dieser während der Übertragung der Synchronimpulse die maximale Leistung. Für jeweils 4,7 μ s pro Zeile wird der Bildträger unmoduliert übertragen. Das entspricht bei einer Symbolrate des DVB-C-Signals von 6,9 Mbaud einer Dauer von etwa 32 Symbolen, die durch den unmodulierten Bildträger gestört werden können. Hinzu kommen die Zeiten der Ausgleichsimpulse in der vertikalen Austastlücke. Der Bildträger ist während dieser Zeiten eine deterministische Störung mit einem sinusförmigen Zeitverlauf. Der Tonträger ist um etwa 13 dB gegenüber dem Bildträger gedämpft. Im normalen Fall einer Rundfunkübertragung wird er durch ein Tonsignal frequenzmoduliert. Bei den Messungen wurde ein unmodulierter Tonträger verwendet, dessen Einfluß wegen seiner geringen Leistung, die er im Vergleich zum Bildträger hat, vernachlässigt wurde. Die Leistungen des Luminanz- und des Chrominanz-Signals sind sehr stark vom Bildinhalt abhängig und können Pegel erreichen, die bis 25 dB unterhalb dem des Bildträgers liegen. Die Amplituden von Luminanz- und Chrominanz-Signal haben jeweils eine zufällige Auftrittswahrscheinlichkeit und damit einen rauschartigen Charakter. Insgesamt wurde für die erste Näherung einer Gleichkanalstörung durch ein PAL-Signal eine Kombination aus einer deterministischen Störung mit einem sinusförmigen Zeitverlauf und einer stochastischen Rauschstörung mit einer gaußförmigen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion festgelegt. Die Leistung dieser Ersatzrauschstörung (N_{PAL}) wurde um ca. 6 dB gegenüber der Leistung des Bildträgers abgesenkt. Die Berechnungen der Bitfehlerwahrscheinlichkeiten wurden in Abhängigkeit des Signal-Bildträger-Abstandes unter Verwendung des in Abschnitt 5.3 hergeleiteten Verfahrens durchgeführt. Es ist im Fall von PAL-Gleichkanalstörungen zum einen anstatt der Leistung I des Interferenzsignals die Bildträgerleistung C_{PAL} ² und zum anderen neben der geräteinternen Rauschstörung N_i eine zusätzliche, von der Bildträgerleistung C_{PAL} abhängige Rauschstörung N_{PAL} zu berücksichtigen. Wird die Gleichung (5.29) durch die Gleichung (5.35) ersetzt {Entsprechendes gilt für Gleichung (5.30)},

¹ Häufig wird zusätzlich ein zweiter Tonträger gesendet, der - z.B. bei einer Stereoton-Übertragung - die Stereo-Information beinhaltet.

² Häufig wird der Buchstabe C für die Bezeichnung des Chrominanz-Signals verwendet. In dieser Arbeit wird durch C_{PAL} die Leistung des Bildträgers gekennzeichnet.

$$\frac{A_{1,2}(\chi)}{\sqrt{N}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 1}{2(M-1) \cdot \frac{1}{C/N_i} + \frac{1}{C/N_{PAL}}}} \left[1 \pm \sqrt{\frac{2(M-1)}{3 \cdot C/C_{PAL}}} \cdot \cos(\chi) \right], \quad (5.35)$$

so ergibt sich die berechnete Bitfehlerwahrscheinlichkeit einer Empfängeremulation. Mit N_i wird die interne Rauschleistung des Empfängers gekennzeichnet.

Die gemessenen und die berechneten Ergebnisse einer 64-QAM-Übertragung sind in **Abbildung 5.14** als Funktionen des logarithmischen Signal-Bildträger-Abstandes eingetragen. Als Referenz wurde zunächst der unmodulierte Bildträger dem DVB-C-Signal überlagert. Die gemessene und die berechnete Kurve sind mit den entsprechenden Kurven einer sinusförmigen Interferenz aus Abschnitt 4.3.2 identisch. Eine Kurve des rechten Kurvenpaares ergab sich in einem zweiten Meßdurchgang, in dem der Bildmodulator des PAL-Senders aktiviert wurde. Die andere Kurve ergibt sich bei der Einrechnung der Empfängeremulation, wenn die von der Bildträgerleistung abhängige Rauschkomponente N_{PAL} berücksichtigt wird. Die als Rauschen angenäherte Störung durch das Bild- und das Tonsignal verursacht durch ihre zur Leistung des Bildträgers proportionale Veränderung eine annähernd parallele Verschiebung der durch den unmodulierten Bildträger gewonnenen Kurve zu höheren Störabständen hin. Das für die Messung verwendete Testbild besaß ausschließlich eine Bildmodulation in horizontaler Richtung. **Abbildung 5.14** zeigt eine gute Korrelation zwischen Meßwerten und Rechenergebnis, wodurch sich im Nachhinein die

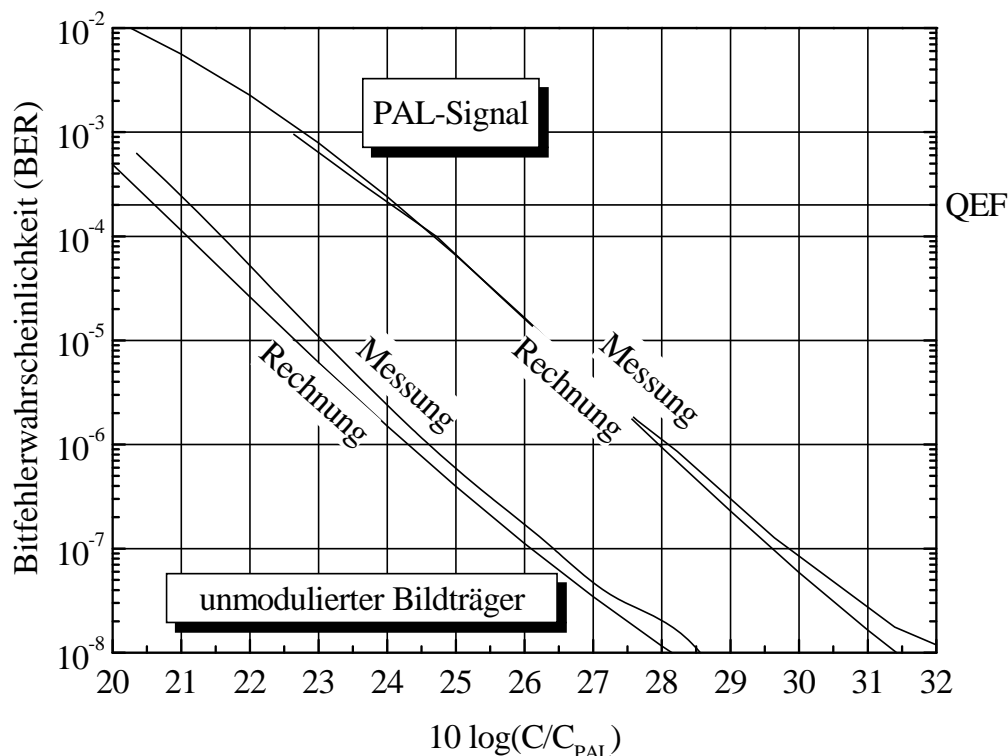


Abbildung 5.14: Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer 64-QAM-Übertragung und einer Gleichkanalstörung durch: 1. einen unmodulierten Bildträger und 2. ein PAL-Signal (jeweils Rechnung und Messung)

Annahme rechtfertigt, daß eine PAL-Gleichkanalstörung durch eine Kombination aus Sinusstörung und Rauschstörung annähernd beschrieben werden kann.

5.5 Reflexionen

Der Wellenwiderstand der in den BK-Netzen eingesetzten Koaxialkabel hat einen Sollwert von 75Ω . Durch die Verwendung desselben Wertes für die Ein- und Ausgangswiderstände der verschiedenen Einheiten wie Breitbandverstärker, Frequenzumsetzer o.ä. soll zum einen eine Leistungsanpassung für die Übertragung der Signale erreicht werden. Zum anderen soll vermieden werden, daß Teile der Signalleistung an den Stoßstellen zwischen Kabel und Verarbeitungseinheit reflektiert werden. Weil der exakte Wert von 75Ω aus Fertigungsgründen zwar in guter Näherung, jedoch nicht ideal zu erreichen ist, wird nie die gesamte Signalleistung von den Eingangswiderständen absorbiert bzw. von den Ausgangswiderständen abgegeben. Jede Stoßstelle zwischen Kabel und Übertragungseinheit reflektiert einen Teil der Signalleistung. Das Verhältnis der Hauptsignalleistung zur Leistung des reflektierten Anteils wird als Rückflußdämpfung bezeichnet und ist in den Datenblättern der Hersteller als logarithmischer Wert angegeben, z.B. in [BOSCH], [FUBA2], [PHILIPS]. Die in den oberen Netzebenen eingesetzten Geräte garantieren frequenzabhängige Reflexionsdämpfungen, die zwischen 15 und 20 dB liegen. Nach einer zweimaligen Reflexion überlagern sich die im folgenden als Echos bezeichneten Anteile wieder dem ursprünglichen Hauptsignal additiv. Aufgrund der hohen Reflexionsdämpfungen braucht in den höheren Netzebenen pro Kabelstrecke nur ein Echo berücksichtigt zu werden. Eine Akkumulation der Echos erfolgt durch Kaskadierung von mehreren Kabelstrecken und soll an dieser Stelle nicht weiter diskutiert werden. Es geht vielmehr um die Untersuchung der prinzipiellen Störeinflüsse von Reflexionen bei einer DVB-C-Übertragung. Im allgemeinen wird dazu ein einfaches Ersatzschaltbild herangezogen, in dem das Echo aus dem Hauptsignal abgeleitet und folgendermaßen modelliert wird:

1. Es wird um den Faktor ρ gedämpft,
2. um $\Delta\tau$ verzögert und
3. einer zusätzlichen Drehung des Phasenwinkels Θ unterzogen.

Anschließend erfolgt eine Addition von beiden Signalen. Weil bei einer kabelgebundenen Übertragung stationäre Verhältnisse vorausgesetzt werden können, steht keiner der drei Parameter in einer zeitliche Abhängigkeit. Nach einem Empfang und einer Demodulation kann für das gestörte DVB-C-Signal \underline{s}'_B geschrieben werden:

$$\underline{s}'_B(t, \rho, \Theta) = \underline{s}_B(t) + \rho \cdot \underline{s}_B(t - \Delta\tau) \cdot e^{-j\Theta}. \quad (5.36)$$

Unter idealen Voraussetzungen ist es möglich, in einem DVB-C-Empfänger eine Echostörung durch einen Entzerrer wieder auszugleichen. Auf die verschiedenen Algorithmen dieser „Equalizer“-Filter soll nicht näher eingegangen werden. Erläuterungen hierzu sind z.B. in

[BENVEN] zu finden. In realen Systemen ergeben sich jedoch immer zwei Einschränkungen, die beachtet werden müssen:

1. Reale Entzerrerbausteine haben keine idealen Filtereigenschaften, so daß Reflexionen in der Regel nur reduziert und nicht vollständig kompensiert werden können. Es verbleiben resultierende Impulsantworten, die nicht der ersten Nyquist-Bedingung entsprechen und somit Intersymbol-Interferenzen verursachen.
2. Wie oben bereits beschrieben, kann bei einer realen Übertragung ein unendlich hoher Signal-Rausch-Abstand nicht erreicht werden. Die Anwesenheit der empfängerinternen Rauschquellen ist bei der Untersuchung von Reflexionsstörungen zu beachten, weil sich durch die Überlagerung des Hauptsignals mit dem Echo die für den Empfang des DVB-C-Signals effektiv nutzbare Signalleistung verändern kann. Die Veränderung ist von den drei Parametern Dämpfung, Phasendrehung und Verzögerung abhängig. Unter der Voraussetzung, daß die Rauschsignale sich erst nach der Addition von Hauptsignal und Echo überlagern - dies ist beispielsweise bei den geräteinternen Rauschstörungen der Fall -, verändert sich entsprechend auch der für die Berechnung einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit wichtige Signal-Rausch-Abstand, der im folgenden als effektiver Signal-Rausch-Abstand bezeichnet werden soll und, da an dieser Stelle keine weiteren Übertragungsstörungen betrachtet werden, mit der in Abschnitt 3.3 erläuterten „Modulation Error Ratio“ (MER_N) gleichzusetzen ist.

Aufgrund der in Kapitel 3 gewonnenen Erkenntnis, daß bei einem DVB-C-Signal zwei zeitlich aufeinander folgende Symbole voneinander weitgehend statistisch unabhängig sind, ist eine Korrelation in den Abtastzeitpunkten zwischen dem Hauptsignal und dem Echo nur möglich, wenn die Verzögerung $\Delta\tau$ kleiner als eine Symboldauer ist. Deshalb soll in den folgenden Untersuchungen zwischen zwei Arten von Reflexionen unterschieden werden:

1. Kurzzeit-Reflexionen besitzen eine Verzögerung, die kleiner als die Symboldauer des DVB-C-Signals ist ($\Delta\tau < T_S$). Durch Einsetzen der Gleichung (3.14) in die Gleichung (5.36) ergibt sich:

$$\underline{s}'_B(t, \rho, \Theta) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [\underline{d}(i) \cdot g(t - iT_S) + \underline{d}(i) \cdot \rho \cdot e^{-j\Theta} \cdot g(t - iT_S - \Delta\tau)]. \quad (5.37)$$

Die digitalen Symbole $\underline{d}(i)$ des Hauptsignals sind mit den Symbolen des Echos gleich und können deshalb ausgeklammert werden. Außerdem ist anhand des Klammerausdrucks zu erkennen, daß dem resultierenden Impuls in Abhängigkeit von der Dämpfung ρ und der Phasenverschiebung Θ des Echos eine zusätzliche Phasendrehung aufgeprägt wird. Da die Regelkreise im Empfänger dieser Phasendrehung folgen, muß der zeitliche Verlauf des resultierenden Impulses nicht etwa durch dessen Realteil, sondern durch seine Betragsfunktion beschrieben werden:

$$\begin{aligned} \underline{s}'_B(t, \rho, \Theta) & \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot \sqrt{\left[g(t - iT_S) + \rho \cdot g(t - iT_S - \Delta\tau) \cdot \cos \Theta \right]^2 + \left[\rho \cdot g(t - iT_S - \Delta\tau) \cdot \sin \Theta \right]^2}. \end{aligned} \quad (5.38)$$

2. Langzeit-Reflexionen besitzen eine Verzögerung, die größer als die oder gleich der Symboldauer des DVB-C-Signals ist ($\Delta\tau \geq T_S$). Jedes Symbol ist zu den Abtastzeitpunkten von seinen zeitlichen Vorgängern nahezu statistisch unabhängig. Damit sind die Symbole beider Signale $\underline{d}(i)$ und $\underline{d}'(i)$ miteinander unkorreliert. Für das Zeitsignal kann geschrieben werden:

$$\underline{s}'_B(t, \rho, \Theta) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \left[\underline{d}(i) \cdot g(t - iT_S) + \underline{d}'(i) \cdot \rho \cdot e^{-j\Theta} \cdot g(t - iT_S - \Delta\tau) \right]. \quad (5.39)$$

Da $\underline{d}(i) \neq \underline{d}'(i)$ ist, ist auch der Ausdruck

$$\underline{s}'_B(t, \rho, \Theta) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot g(t - iT_S) + \rho \cdot e^{-j\Theta} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq i}}^{\infty} \underline{d}(k) \cdot g(t - kT_S - \Delta\tau) \quad (5.40)$$

gültig.

Wie oben bereits erwähnt, ist für die in Abschnitt 5.5.3 durchgeführte Abschätzungen der Auswirkungen von Reflexionen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit einer DVB-C-Übertragung die Veränderung der Signalleistung durch ein Echo und die daraus resultierende Veränderung der MER_N - nachfolgend als ΔMER_N bezeichnet - wichtig. Deshalb wird in den Abschnitten 5.5.1 und 5.5.2 getrennt für die beiden obenerwähnten Reflexionsarten zunächst die jeweilige ΔMER_N ausgerechnet.

5.5.1 Kurzzeit-Reflexionen mit Laufzeiten kürzer als die Symboldauer

Für die Untersuchungen von Kurzzeit-Reflexionen findet aufgrund der Korrelation zwischen Hauptsignal und Echo eine vektorielle Addition beider Signale statt. Deshalb spielt der Phasenwinkel Θ eine entscheidende Rolle. Als Beispiel wird für die drei Fälle: $\Theta = 0^\circ$ (Fall 1), $\Theta = 90^\circ$ (Fall 2) und $\Theta = 180^\circ$ (Fall 3) die effektive Leistung des jeweiligen Signals berechnet.

Im Fall 1 ergibt sich aus Gleichung (5.38):

$$\underline{s}'_B(t, \rho) \Big|_{\Theta=0^\circ} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot [g(t - iT_S) + \rho \cdot g(t - iT_S - \Delta\tau)]. \quad (5.41)$$

Im Fall 2 bewirkt die 90°-Phasendrehung, daß der Elementarimpuls des Hauptsignals zu einem zu ihm orthogonalen Impuls addiert wird, der zusätzlich gedämpft und zeitlich verzögert ist.

$$\underline{s}'_B(t, \rho) \Big|_{\Theta=90^\circ} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot \sqrt{g^2(t - iT_S) + \rho^2 \cdot g^2(t - iT_S - \Delta\tau)}. \quad (5.42)$$

Der Fall 3 entspricht im wesentlichen dem Fall 1. Es muß nur im zweiten Term der Gleichung (5.38) die Phasenverschiebung von $\Theta = 180^\circ$ beachtet werden, wodurch sich ein negatives Vorzeichen ergibt:

$$\underline{s}'_B(t, \rho) \Big|_{\Theta=180^\circ} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \underline{d}(i) \cdot [g(t - iT_S) - \rho \cdot g(t - iT_S - \Delta\tau)]. \quad (5.43)$$

Nach der empfängerseitigen Demodulation durchläuft das Signal vor der zeitlichen Abtastung das Matched Filter, in dem es mit dem Elementarimpuls $g(t)$ gefaltet wird. Das Faltungsprodukt ist wegen der Symmetrieeigenschaft des Elementarimpulses, $g(t) = g(-t)$, mit dem Kreuzkorrelationsprodukt beider Signale identisch, durch das für alle drei Fälle die effektiv nutzbare Signalleistung berechnet werden kann. Für die weiteren Untersuchungen ist es sinnvoll, die Berechnungen auf einen einzigen übertragenen Impuls, z.B. bei $i = 0$ zu konzentrieren. Aufgrund der oben erwähnten zeitlichen Unabhängigkeit der Echostörung schränkt dies die allgemeine Gültigkeit der Ergebnisse nicht ein. Die Energie-Kreuzkorrelationsfunktion ergibt sich für die drei Fälle zu:

$$\begin{aligned} \text{Fall 1:} \quad \text{KKF}_{g'}^E(\tau - \Delta\tau, \rho) \Big|_{\Theta=0^\circ} &= \int_{-\infty}^{\infty} [g(t) + \rho \cdot g(t - \Delta\tau)] \cdot g(t + \tau) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [g(t) \cdot g(t + \tau)] dt + \rho \int_{-\infty}^{\infty} [g(t - \Delta\tau) \cdot g(t + \tau)] dt, \end{aligned} \quad (5.44) \quad (a)$$

$$\begin{aligned} \text{Fall 2:} \quad \text{KKF}_{g'}^E(\tau - \Delta\tau, \rho) \Big|_{\Theta=90^\circ} &= \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{g^2(t) + \rho^2 \cdot g^2(t - \Delta\tau)} \cdot g(t + \tau) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{[g(t) \cdot g(t + \tau)]^2 + [\rho \cdot g(t - \Delta\tau) \cdot g(t + \tau)]^2} dt, \end{aligned} \quad (b)$$

$$\begin{aligned}
 \text{Fall 3:} \quad \text{KKF}_g^E(\tau - \Delta\tau, \rho) \Big|_{\Theta=180^\circ} &= \int_{-\infty}^{\infty} [g(t) - \rho \cdot g(t - \Delta\tau)] \cdot g(t + \tau) dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} [g(t) \cdot g(t + \tau)] dt - \rho \int_{-\infty}^{\infty} [g(t - \Delta\tau) \cdot g(t + \tau)] dt.
 \end{aligned} \tag{5.44}$$

Wird in den Gleichungen (5.44) (a) und (c) jeweils das zweite Integral bzw. in Gleichung (5.44) (b) der Inhalt der zweiten Rechteckklammer nicht berücksichtigt, so beschreiben diese Gleichungen jeweils das Faltungsprodukt aus dem unverzerrt übertragenen Impuls und dem Elementarimpuls des Matched Filter. Dieses Faltungsprodukt ist mit der in Abschnitt 3.3 diskutierten Energie-Autokorrelationsfunktion des Elementarimpulses identisch. Die nicht berücksichtigten Anteile geben die durch die Echos hervorgerufenen Veränderungen wieder. Die Werte bei $\tau = 0$ entsprechen der jeweiligen Impulsenergie, die von der Verzögerung $\Delta\tau$ abhängig ist. Werden die drei Gleichungen durch die Energie-Autokorrelationsfunktion des Elementarimpulses dividiert, so geben die Ergebnisse, wiederum an der Stelle $\tau = 0$ betrachtet, die jeweilige Veränderung der Energie wieder, die durch die Überlagerung eines Echos verursacht wird. Diese Veränderung der Energie ist mit der Veränderung der Signalleistung identisch, da bei Kurzzeit-Reflexionen nur die Impulsformen der übertragenen Signale beeinflusst werden und sich die digitalen Symbolfolgen $\underline{d}(i)$ nicht verändern. Unter der oben aufgestellten Randbedingung, daß die Rauschleistung konstant bleibt, ist die Veränderung der Impulsenergie bzw. die Veränderung der Signalleistung mit der ΔMER_N identisch:

$$\Delta\text{MER}_N = 10 \cdot \log \left(\frac{\text{KKF}_g^E(\tau - \Delta\tau) \Big|_{\tau=0}}{\text{AKF}_g^E(\tau) \Big|_{\tau=0}} \right). \tag{5.45}$$

Die numerische Berechnung der einzelnen Impulsenergien erfolgte unter Beachtung des Parsevalschen Theorems und unter Anwendung von Gleichung (3.15) im Frequenzbereich. Die Funktionsverläufe sind als Funktionen der Echoverzögerung $\Delta\tau$ für alle drei Fälle in **Abbildung 5.15** eingezeichnet. Für die Darstellungen wurde der Extremfall einer Dämpfung zwischen Echo und Hauptsignal von $20 \cdot \log(\rho) = 0$ dB gewählt. Die Skalierung der Ordinate erfolgte logarithmisch, damit die kleinen Werte, die sich im Fall 3 bei geringen zeitlichen Verschiebungen zwischen Hauptsignal und Echo ergeben, übersichtlich dargestellt werden konnten. Der effektive Signal-Rausch-Abstand wird, wie leicht nachzuvollziehen ist, bei einer gegenphasigen Addition eines nicht verzögerten und nicht gedämpften Echos unendlich klein, da sich beide Signale gegenseitig kompensieren. Bei einer gleichphasigen Addition eines unverzögerten und ungedämpften Echos erhöht sich der effektive Signal-Rausch-Abstand um 6 dB, wie die Kurve des Falls 1 zeigt. Im Fall 2, der eine um 90° phasenverschobene Addition von Echo und Hauptsignal wiedergibt, erhöht sich der effektive Signal-Rausch-Abstand bei sonst gleichbleibenden Verhältnissen um 3 dB. Zu größer werdenden Verzögerungen des Echos konvergieren alle Kurven gegen 0 dB, weil mit zunehmender Verzögerung die Korrelation zwischen beiden Signalen abnimmt und bei $\Delta\tau = T_s$ den Wert Null annimmt. In

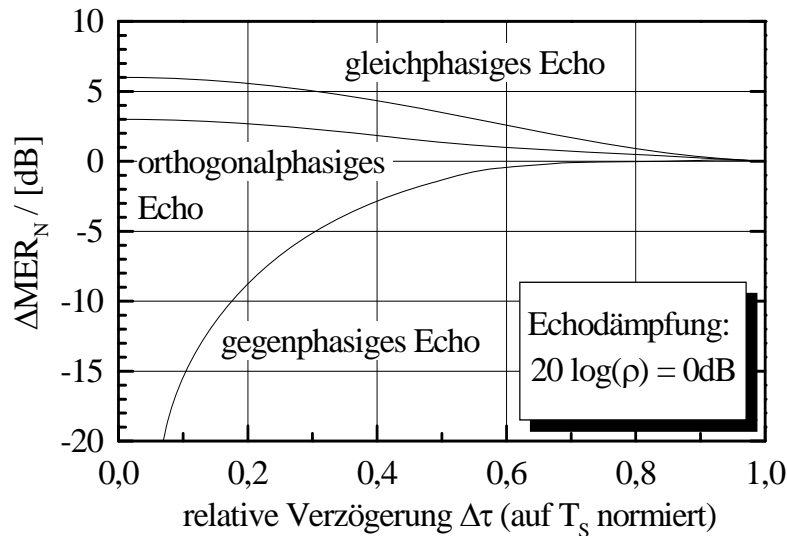


Abbildung 5.15: Durch Kurzzeit-Reflexionen verursachte Veränderung des effektiven Signal-Rausch-Abstandes bei einer gleichphasigen, orthogonalphasigen und gegenphasigen Addition von Hauptsignal und Echo und bei einer Echodämpfung von 0 dB

Anhang C sind drei weitere Diagramme dargestellt, in denen zusätzliche, nach demselben Verfahren numerisch berechnete MER-Korrekturkurven mit unterschiedlichen Werten für ρ eingetragen sind. Es sei noch einmal darauf hingewiesen, daß es sich bei der Größe ΔMER_N um eine durch das Echo verursachte Veränderung des ursprünglichen Signal-Rausch-Abstandes handelt. Die Bezugsgröße ist der Signal-Rausch-Abstand, wie er sich ohne Echo ergeben würde. ΔMER_N stellt also nicht den Anstieg des absoluten Signal-Stör-Abstands (MER) dar, der alle Störungen inklusive der Intersymbol-Interferenzen der Echos enthält und der von der Güte des verwendeten Entzerrers abhängig ist.

5.5.2 Langzeit-Reflexionen mit Laufzeiten länger als die Symboldauer

Die Untersuchung der Veränderung der MER_N bei Auftreten von Langzeit-Reflexionen kann entsprechend Abschnitt 5.5.1 durch die Berechnung der Energie-Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen dem übertragenen Impuls und dem Elementarimpuls des Matched Filter durchgeführt werden. Wird für die Berechnung Gleichung (5.40) verwendet, so können die beiden voneinander unabhängigen Terme getrennt betrachtet werden. Das Korrelationsprodukt des Impulses im ersten Term liefert als Ergebnis die Energie-Autokorrelationsfunktion des Elementarimpulses und somit an der Stelle $\tau = 0$ einen Wert von Eins. Wird das Korrelationsprodukt des gedämpften, in der Phase gedrehten und verzögerten Impulses mit dem Elementarimpuls gebildet, so ist das Ergebnis immer gleich Null, wenn die Verzögerung ein ganzzahliges Vielfaches der Symboldauer T_s ist. Eine geringe Ähnlichkeit zwischen beiden Impulsen besteht allerdings durch ihre Vor- und Nachschwinger. Werden diese Abhängigkeiten für die weiteren Untersuchungen vernachlässigt, so ergeben sich Verhältnisse, die bei Langzeit-Reflexionen wesentlich einfacher darzustellen sind als bei Kurzzeit-Reflexionen: Die effektiv nutzbare Signalleistung wird nur durch den ersten Term in Gleichung (5.40) repräsentiert. Der zweite Term besitzt nur eine vernachlässigbar geringe Abhängigkeit vom Hauptsignal. Das bedeutet, daß die Signalleistung sich gegenüber der

Signalleistung ohne Echostörung nicht verändert. Damit bleibt auch die MER_N konstant, und die ΔMER_N ist gleich 0 dB, unabhängig von der relativen Verzögerung $\Delta\tau$. Es sei auch an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, daß die Intersymbol-Interferenzen, die durch den zweiten Term in Gleichung (5.40) repräsentiert werden, durchaus die absolute MER verringern können. Dies geschieht jedoch - wie bereits in Abschnitt 5.5.2 erwähnt - wiederum in Abhängigkeit von der Güte des verwendeten Entzerrers.

5.5.3 Auswirkungen von Reflexionen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit

In diesem Abschnitt werden die Auswirkungen der Reflexionen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer 64-QAM-Übertragung erläutert. Wie oben bereits erwähnt, müssen unter praxisnahen Bedingungen immer zwei Einflüsse berücksichtigt werden. Dies sind zum einen die Intersymbol-Interferenzen und zum anderen die Veränderung der MER_N . Während eine Reduzierung der Intersymbol-Interferenzen von der Güte des eingesetzten Entzerrers abhängt, kann die Veränderung der MER_N durch diesen nicht korrigiert werden. Damit die qualitativen Eigenschaften eines Entzerrers ausgewertet werden können, muß die Bitfehlerwahrscheinlichkeit als Funktion der MER_N gemessen werden. Um eine solche Darstellung zu erreichen, wurde zunächst ein DVB-C-Signal mit additivem Rauschen gestört und für jeden eingestellten Signal-Rausch-Abstand die korrespondierende Bitfehlerwahrscheinlichkeit gemessen. Anschließend wurde dasselbe DVB-C-Signal jedoch ohne Rauschen aus dem Signalpfad ausgekoppelt, verzögert und in seiner Leistung um insgesamt 4 dB abgeschwächt. Die Verzögerungszeiten lagen im Fall von Kurzzeit-Reflexionen bei $\Delta\tau = 0,25 T_S$ und im Fall von Langzeit-Reflexionen bei $\Delta\tau = 1,5 T_S$. Nach der Überlagerung dieses künstlich erzeugten Echos mit dem ursprünglichen DVB-C-Signal veränderte sich die gemessene Bitfehlerwahrscheinlichkeit, obwohl die Rauschleistung konstant gehalten wurde. Bei einer gleichphasigen Überlagerung des Hauptsignals mit einer Kurzzeit-Reflexion verringerte sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit unterhalb des durch den idealen Empfänger vorgegebenen Grenzwerts. Der Grund dafür lag darin, daß das Echo einen positiven Beitrag zum für den Empfang effektiv nutzbaren Signal-Rausch-Abstand lieferte, der, wie bereits in Abschnitt 5.5.1 diskutiert, eine Erhöhung der MER_N zur Folge hatte. Eine exakte Messung der Signalleistung mit dem Spektral-Analysator war aufgrund der durch das Echo hervorgerufenen spektralen Verformungen nicht mehr möglich. Weil die Parameter der Echoleitung, Dämpfung, Phasendrehung und Laufzeit, näherungsweise bekannt waren, konnte allerdings eine Korrektur der MER_N entsprechend den in den Abschnitten 5.5.1 und 5.5.2 durchgeführten Untersuchungen auf rechnerische Weise erfolgen, indem aus den im Anhang C dargestellten Kurven für jedes überlagerte Echo die Veränderung der MER_N abgelesen und als Korrekturwert dem von der Überlagerung mit dem Echo gemessenen Signal-Rausch-Abstand hinzuaddiert wurde. Die Meßergebnisse der Bitfehlerwahrscheinlichkeit als Funktionen von der bereits korrigierten MER_N zeigt für eine 64-QAM-Übertragung **Abbildung 5.16**. Als Referenz ist der Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines idealen

Empfängers dargestellt. Er entspricht dem Verlauf der theoretischen Bitfehlerwahrscheinlichkeit, wie er auch in den Abbildungen 3.6, 5.2 (Kurve 4) und 5.7 (Kurve 3) gezeigt wurde. Der reale Empfänger kann diese Werte aufgrund seiner internen Störungen nicht erreichen (siehe Abschnitt 5.1), auch wenn sein Entzerrer ideale Eigenschaften besäße. Abbildung 5.16 stellt dies durch die Kurve "realer Empfänger" dar, die auch bereits als Kurve 5 in Abbildung 5.2 zu sehen ist. Nach der Überlagerung des Hauptsignals mit dem Echo konnte eine Veränderung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit gemessen werden. Je nach Phasenwinkel wirkte sich diese Veränderung entweder positiv oder negativ auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit aus. Die zusätzlich überlagerte Rauschleistung wurde bei dieser Messung konstant gehalten. Wie bereits besprochen, ist die Veränderung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit auf zwei Effekte zurückzuführen: die Veränderung der MER_N , die nicht durch den Entzerrer ausgeglichen werden kann, und die Entstehung von Intersymbol-Interferenzen, deren Einflüsse durch die Güte des Entzerrers bestimmt werden. Soll die Entzerrergüte durch eine BER-Veränderung gemessen werden, dann muß der erste Effekt kompensiert werden. Die Kompensation erfolgte durch die Beachtung der in Abschn. 5.5.1 berechneten ΔMER_N -Werte. Abhängig von der Dämpfung, der Laufzeit und der Phasenlage des Echos konnte ein ΔMER_N -Korrekturwert aus den Diagrammen abgelesen und dem vor der Überlagerung von Hauptsignal und Echo gemessenen logarithmischen Signal-Rausch-Abstand hinzuaddiert werden. Auf diese Weise verschob sich der bei dem obenerwähnten Beispiel der gleichphasigen Echoüberlagerung gemessene BER-Wert um etwa 3,5 dB nach höheren MER_N -Werten hin und lag damit auf der in Abbildung 5.16 eingetragenen Kurve, die die Kurzzeit-Reflexion repräsentiert. Jede in Abbildung 5.16 dargestellte Meßkurve zeigt aus mehreren Meßreihen gewonnene Mittelwerte. Eine Korrelation zwischen der Phasenlage eines Echos und der gemessenen BER-Degradation konnte, nachdem die jeweilige MER_N -Korrektur durchgeführt wurde, nicht festgestellt werden. Daraus ist zu schließen, daß die Phasenverschiebung zwischen Hauptsignal und Echo praktisch keinen Einfluß auf die Korrekturfähigkeit des Entzerrers hat. Die relative Verzögerung des Echos wirkt sich dagegen deutlicher aus. Die bei der konstanten Bitfehlerwahrscheinlichkeit an der QEF-Grenze gemessenen MER_N waren nach der jeweiligen MER_N -Korrektur bei einer Störung durch eine Kurzzeit-Reflexion im Mittel nur etwa 0,5 dB schlechter als bei einem Empfang ohne Echo. Im Fall von Langzeit-Reflexionen stiegen dagegen die MER_N sehr stark an. Der in Abbildung 5.16 eingezeichnete Mittelwert liegt um etwa 4 dB gegenüber der ohne Echo gemessenen Kurve zu höheren Werten hin verschoben. Dieser Unterschied ist, wie bereits erläutert, auf die Fähigkeit des Entzerrers zurückzuführen, Kurzzeit-Reflexionen besser zu korrigieren als Langzeit-Reflexionen.

In der Praxis treten beide obenerwähnten Effekte der Störabstandsverschlechterung und der Intersymbol-Interferenzen immer gleichzeitig auf. Obwohl der verwendete Entzerrer Kurzzeit-Reflexion besser ausgleichen kann, wirkt sich beispielsweise eine gegenphasige Überlagerung eines kurzzeitig verzögerten und nur geringfügig gedämpften Echos auf das Hauptsignal immer sehr viel kritischer aus als Langzeit-Reflexionen oder Reflexionen, die sich gleichphasig oder orthogonalphasig überlagern. Es dominiert in diesem Fall die durch die Verringerung der MER_N verursachte Degradation über die Einflüsse der Intersymbol-

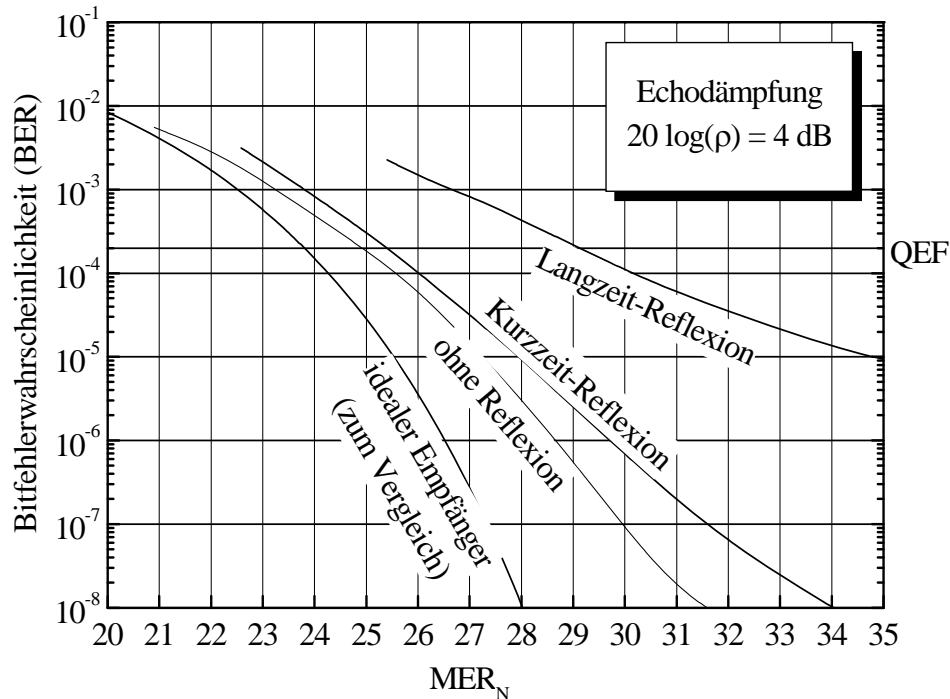


Abbildung 5.16: Gemessene Bitfehlerwahrscheinlichkeiten bei einer 64-QAM-Übertragung in Abhängigkeit von MER_N und bei Überlagerung mit verschiedenen Echos

Interferenzen. Dieser Fall macht besonders deutlich, daß DVB-C-Empfänger neben leistungsfähigen Entzerrern auch hochwertige und rauscharme Frontends besitzen müssen.

5.6 Intermodulationsstörungen zwischen DVB-C-Signalen

DVB-C-Signale durchlaufen innerhalb der aktiven Netzebene verschiedene Einheiten wie Breitbandverstärker, die nichtlineare Verzerrungen der Signale erzeugen. Das Eingangssignal $s_{\text{ein}}(t)$ eines Breitbandverstärkers besteht aus einer Anzahl von DVB-C-Signalen

$$s_{\text{ein}}(t) = s_{\text{QAM},1}(t) + s_{\text{QAM},2}(t) + s_{\text{QAM},3}(t) + \dots + s_{\text{QAM},c_{\text{max}}}(t) = \sum_{c=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{QAM},c}(t), \quad (5.46)$$

die spektral benachbart angeordnet sind. Durch die nichtlinearen Einflüsse der Verstärkerkennlinie treten die DVB-C-Signale in Wechselwirkungen miteinander, und Intermodulationsprodukte entstehen. Die mathematische Beschreibung der nichtlinearen Eigenschaften erfolgt üblicherweise durch eine Mac-Laurinsche Reihe [BRONST, Abschnitt 3.1.5.4] entsprechend Gleichung (5.47)

$$s_{\text{aus}}(t) = k_1 \cdot s_{\text{ein}}(t) + k_2 \cdot s_{\text{ein}}^2(t) + k_3 \cdot s_{\text{ein}}^3(t) + \dots + k_{n_{\text{max}}} \cdot s_{\text{ein}}^{n_{\text{max}}}(t) = \sum_{n=1}^{n_{\text{max}}} k_n \cdot s_{\text{ein}}^n(t), \quad (5.47)$$

bei der $s_{\text{aus}}(t)$ das Ausgangssignal und $s_{\text{ein}}(t)$ das Eingangssignal eines Vierpols darstellen {siehe z.B. [NARAYA], [MAQUSI], [EVAIN]}. Durch die Aufteilung der Kennlinie in einzelne Terme mit unterschiedlicher Ordnungszahl

$$s_{\text{aus}}(t) = s_{\text{aus},1}(t) + s_{\text{aus},2}(t) + s_{\text{aus},3}(t) + \dots + s_{\text{aus},n_{\text{max}}}(t) \quad (5.48)$$

kann der Vierpol durch einen linearen Kanal entsprechend dem Term mit der Ordnungszahl Eins beschrieben werden, in dem das Nutzsignal übertragen wird. Die verschiedenen, durch die nichtlinearen Kanaleigenschaften hervorgerufenen Intermodulationsprodukte addieren sich dem Nutzsignal auf. Sie werden durch die Terme mit den Ordnungszahlen größer als Eins gekennzeichnet. Durch die aus der Kennlinienform resultierenden k -Faktoren wird der Einfluß der Störungen auf das DVB-C-Signal festgelegt. Bei dem Ansatz nach Gleichung (5.47) werden folgende Randbedingungen angenommen:

1. Die Breitbandverstärker haben unbegrenzte Bandbreiten,
2. sie weisen keine Laufzeiten auf, und
3. sie verhalten sich bzgl. Intermodulationen bei allen Frequenzen gleich.

Diese Annahmen sind für die in Abschnitt 5.6 durchgeführten Untersuchungen zulässig [WIDMAN].

5.6.1 Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung

Die Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung werden durch den quadratischen Term der Mac-Laurinschen Reihe in Gleichung (5.47) wiedergegeben:

$$s_{\text{aus},2}(t) = k_2 \cdot s_{\text{ein}}^2(t) = k_2 \sum_{c=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{QAM},c}(t) \cdot \sum_{c'=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{QAM},c'}(t) = k_2 \sum_{c,c'=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{IM2},cc'}(t). \quad (5.49)$$

Die Gesamtheit aller Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung $s_{\text{ein}}^2(t)$ setzt sich aus einzelnen Intermodulationsprodukten $s_{\text{IM2}}(t)$ zusammen, die jeweils aus einem Produkt zweier DVB-C-Signale hervorgehen. Im Anhang A wird gezeigt, daß drei unterschiedliche Typen von Intermodulationsprodukten entstehen können, die im folgenden vorgestellt werden. Anschließend erfolgt eine Analyse der Auswirkungen von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer 64-QAM-Übertragung.

5.6.1.1 Klassifizierung von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung

Der Typ 2.1 beschreibt Intermodulationsprodukte, die aus einem Produkt von zwei unterschiedlichen DVB-C-Signalen entstehen. Aufgrund der Unabhängigkeit der beiden DVB-C-Signale voneinander besitzen sie die gleichen statistischen Eigenschaften wie ein

einzelnes DVB-C-Signal. Ihre spektralen Leistungsdichten liegen entweder bei den Summen- oder bei den Differenzfrequenzen der beiden DVB-C-Signale. Nach Gleichung (A.23) ergibt sich beispielhaft bei einer Differenzfrequenz $f_c' - f_c$:

$$\text{LDS}_{\text{IM2.1}}(f) = 2 \cdot T_s \cdot \left(\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f - f_c' + f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f + f_c' - f_c)} \right|^2 \right) \quad (5.50)$$

(siehe Fußnote ¹).

Die Typen 2.2 und 2.3 ergeben sich bei der Multiplikation eines DVB-C-Signals mit sich selbst. Es entstehen bei den Summen- und bei den Differenzfrequenzen Intermodulationsprodukte mit unterschiedlichen Eigenschaften. Deshalb müssen beide Fälle getrennt betrachtet werden.

Der Typ 2.2 beschreibt Intermodulationsprodukte, die jeweils aus dem Quadrat eines DVB-C-Signals entstehen und deren Leistungsdichtespektren bei den Differenzfrequenzen und damit symmetrisch zur Frequenz Null liegen. Das Produkt setzt sich aus dem Quadrat der Inphase-Komponente und dem Quadrat der Quadratur-Komponente des DVB-C-Signals zusammen. Durch die Quadrierung der beiden Komponenten entstehen jeweils drei unterschiedliche Signalanteile:

1. ein Wechselanteil,
2. ein Gleichanteil und
3. eine sinusförmige Schwingung mit einer Frequenz $f = 1/T_s$, die der übertragenen Symbolrate entspricht.

Während sich die Leistungen der aus der Quadrierung der Inphase-Komponente und aus der Quadratur-Komponente resultierenden Wechselanteile addieren, müssen die Gleichanteile vektoriell addiert werden. Dasselbe gilt auch für die beiden Sinus-Schwingungen, denn die Symbole der Inphase- und der Quadratur-Komponente eines DVB-C-Signals werden zeitgleich übertragen². Die spektrale Leistungsdichte für den Typ 2.2 ergibt sich nach Gleichung (A.27):

$$\text{LDS}_{\text{IM2.2}}(f) = 1,5 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f)} \right|^2 + 4 \sum_{\lambda=-1}^1 \delta(f - \frac{\lambda}{T_s}) \cdot W(\lambda). \quad (5.51)$$

Die Gewichtungsfunktion $W(\lambda)$ im zweiten Term der Gleichung (5.51) entspricht den drei Werten, die das mittlere Betragsquadrat des Faltungsproduktes im ersten Term bei den drei diskreten Frequenzen $f = -1/T_s, 0, 1/T_s$ besitzt {siehe auch Gleichung (A.21)}.

¹ $\overline{H(f) * \underline{H}'(f - f_c' + f_c)}$ wird in Anhang A durch eine Faltung zwischen der in DVB-C festgelegten Filter-Übertragungsfunktion $H(f)$ und der um einen Phasenwinkel gedrehten und deshalb komplexwertigen Übertragungsfunktion $\underline{H}'(f)$ mit einer anschließenden Mittelwertbildung über eine Winkelperiode berechnet.

² Die phasenorthogonale Beziehung zwischen dem Trägersignal der Inphase- und dem der Quadratur-Komponente spielt an dieser Stelle keine Rolle.

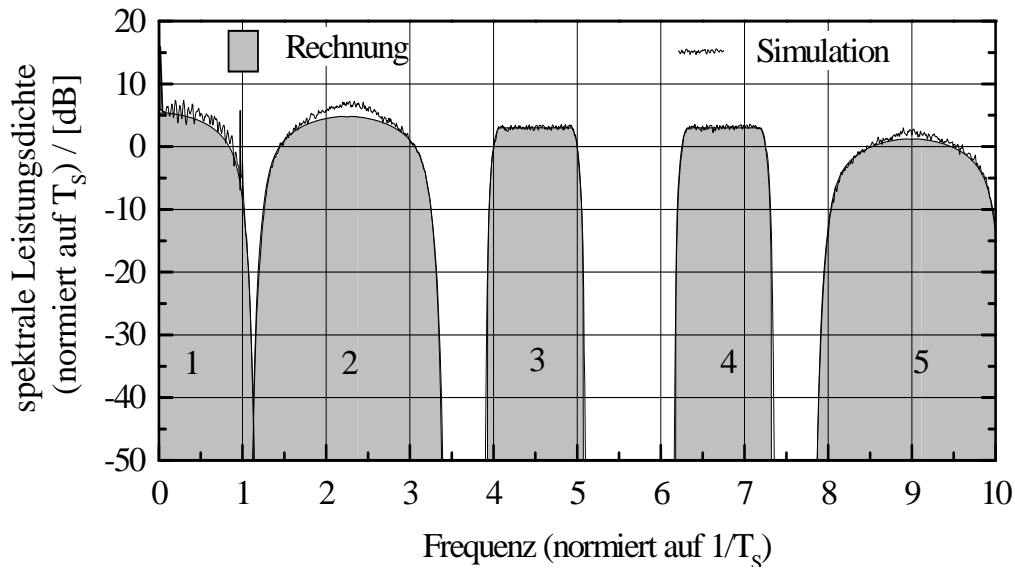


Abbildung 5.17: Beispiel einer einseitigen, spektralen Leistungsdichteverteilung von zwei DVB-C-Signalen und ihren Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung ($k_1 = k_2 = 1$)

Der Typ 2.3 beschreibt schließlich Intermodulationsprodukte, die aus dem Quadrat jeweils eines DVB-C-Signals entstehen und deren Leistungsdichtespektren bei den Summenfrequenzen und somit symmetrisch zu der doppelten Trägerfrequenz des DVB-C-Signals liegen. Es ergeben sich bei diesem Typ drei Anteile mit zwei unterschiedlichen Eigenschaften:

1. Die ersten beiden Anteile bestehen aus dem Quadrat der Inphase- bzw. Quadratur-Komponente des einen DVB-C-Signals und sind dem Typ 2.2 sehr ähnlich. Die Unterschiede bestehen zum einen darin, daß es sich bei diesem Produkt um ein Bandpaßsignal und nicht um ein Tiefpaßsignal handelt, und zum anderen darin, daß sich die beiden Anteile um 180° phasenverschoben addieren. Dadurch kompensieren sich sowohl die beiden Gleichanteile als auch die beiden Sinus-Schwingungen, die jeweils bei der Quadrierung entstehen.
2. Der dritte Anteil gibt ein Kreuzprodukt zwischen der Inphase- und der Quadratur-Komponente des DVB-C-Signals wieder. Da beide Komponenten voneinander unabhängig sind, ähnelt dieser Anteil dem Typ 2.1.

Um die Gesamtleistung des Intermodulationsproduktes zu erhalten, müssen die Leistungen aller drei Wechselanteile addiert werden. Die spektrale Leistungsdichte berechnet sich nach Gleichung (A.31):

$$\text{LDS}_{\text{IM2.3}}(f) = 1,76 \cdot T_s \cdot \left(\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f - 2 \cdot f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f + 2 \cdot f_c)} \right|^2 \right). \quad (5.52)$$

Die spektrale Verteilung der verschiedenen Intermodulationsprodukte, die bei einer nichtlinearen Kennlinie zweiter Ordnung entsteht, soll anhand des folgenden Beispiels erläutert werden. Die Kennlinie ergibt sich nach Gleichung (5.47). Für das Beispiel wurden der k_1 - und der k_2 -Faktor jeweils auf einen Wert von Eins und die übrigen k -Faktoren jeweils

auf einen Wert von Null festgelegt. Das Eingangssignal $s_{\text{ein}}(t)$ besteht aus zwei DVB-C-Signalen, deren Leistungsdichtespektren in **Abbildung 5.17** bei den normierten Trägerfrequenzen $f_c = 4,5$ und $f_c = 6,75$ eingezeichnet und mit den Nummern 3 und 4 gekennzeichnet sind.

Jedes der beiden DVB-C-Signale erzeugt ein Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung vom *Typ 2.2*, dessen resultierendes Leistungsdichtespektrum in **Abbildung 5.17** mit der Nummer 1 kenntlich gemacht wurde. Wichtig ist bei der Berechnung der spektralen Leistungsdichte, daß sich zum einen die gesamte Wechselleistung aus den Wechselleistungen der beiden Intermodulationsprodukte zusammensetzt und daß sich zum anderen die Gleichanteile aus beiden Produkten vektoriell addieren. Die beiden Sinus-Schwingungen, die durch die Quadrierung der Inphase- und der Quadratur-Komponente jedes einzelnen DVB-C-Signals entstehen (wie oben erläutert), addieren sich ebenfalls vektoriell, während bei der Addition der Sinus-Schwingungen, die durch die verschiedenen DVB-C-Signale hervorgerufen werden, die augenblickliche Phasenlage der senderseitig verwendeten Symboltakte berücksichtigt werden muß. Da die in der Kopfstelle eines Kabelnetzes verwendeten Symboltakte in der Regel nicht synchron zueinander sind, kann im zeitlichen Mittel von einer leistungsmäßigen Addition ausgegangen werden. Es sei an dieser Stelle erwähnt, daß die resultierende Sinus-Schwingung mit der normierten Frequenz $1/T_S$ unter folgenden Bedingungen zu Null werden würde:

1. In der Kabelkopfstelle werden alle Symboltakte der verschiedenen DVB-C-Signale zueinander phasensynchron erzeugt.
2. Die synchronen Symboltakte werden in zeitlich gleichen Abständen zwischen 0 und T_S zueinander phasenverschoben.
3. Alle DVB-C-Signale tragen mit gleichem Gewicht zur Bildung des resultierenden Intermodulationsproduktes bei.

Das Intermodulationsprodukt mit der Mittenfrequenz von $f_c - f_c = 2,25/T_S$, gehört zum *Typ 2.1*. Auch an die spektrale Position mit der Nummer 2 fallen zwei Intermodulationsprodukte, da in **Abbildung 5.17** die einseitige, spektrale Leistungsdichte dargestellt wird und das Produkt mit der Mittenfrequenz $f_c - f_c = -2,25/T_S$ aus dem negativen Frequenzbereich berücksichtigt werden muß.

Als letztes ist an der spektralen Position 5 ein Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung vom *Typ 2.3* dargestellt. Es ergibt sich aus der Quadrierung des niederfrequenten DVB-C-Signals und liegt im Spektrum bei dessen Summenfrequenzen. Die Mittenfrequenz ist $2 \cdot f_c = 9/T_S$.

Neben den berechneten Leistungsdichtespektren zeigt **Abbildung 5.17** die spektralen Verteilungen, die durch eine Simulation gewonnen werden konnten. Die Abweichungen der beiden simulierten Spektren mit den Nummern 2 und 5 von den berechneten Kurven begründen sich dadurch, daß eine restliche Synchronität der beiden DVB-C-Signale während der Simulation nicht verhindert werden konnte.

5.6.1.2 Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung

Die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung fallen immer in Frequenzbereiche, in denen die an der Erzeugung des jeweiligen Intermodulationsproduktes beteiligten DVB-C-Signale nicht übertragen werden. Sie überlagern sich einem dritten DVB-C-Signal, das in keiner Weise von der Intermodulationsstörung abhängig ist. Die Überlagerung erfolgt additiv. Für die Berechnung einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit in den von der Überlagerung belasteten Kanälen ist die Auftrittswahrscheinlichkeit der Störampplituden wichtig, die sich nach der Demodulation direkt vor der Symbolentscheidung ergeben. Aufgrund der statistischen Unabhängigkeit zwischen dem DVB-C-Signal und der Intermodulationsstörung ergeben sich für die Inphase- und für die Quadratur-Komponente die gleichen Situationen. In **Abbildung 5.18** ist die Wahrscheinlichkeitsdichte der Störampplituden dargestellt, wie sie sich durch eine Simulation ergab. Die Intermodulationsstörung war vom *Typ 2.1*. Als Vergleich wurde die durch das gaußförmige Rauschen bekannte Wahrscheinlichkeitsdichte dargestellt. Beide Kurven sind auf eine Varianz von 1 normiert. Es ist deutlich zu erkennen, daß die Kurven fast identisch sind. Ein geringer Unterschied zwischen den beiden Dichtefunktionen besteht darin, daß die Gauß-Verteilung erst bei unendlich großen positiven und negativen Amplituden eine Auftrittswahrscheinlichkeitsdichte von Null besitzt, während die in der Simulation gewonnene Verteilung der Intermodulationsstörung einen endlichen Maximalwert hat. Die gute Korrelation zwischen den beiden Dichtefunktionen bedeutet, daß eine durch Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung hervorgerufene Bitfehlerwahrscheinlichkeit BER_{IM2} , aufgetragen als Funktion von MER_{IM2} , über weite Bereiche ähnlich verläuft wie die durch gaußförmiges Rauschen hervorgerufene Bitfehlerwahrscheinlichkeit BER_N , wenn diese als Funktion von MER_N aufgetragen wird. Dieses Verhalten wird auch durch den Vergleich der Bitfehlerwahrscheinlichkeiten als Auswirkungen beider Störungen in **Abbildung 5.19** bestätigt. Es ist deutlich zu erkennen, daß die BER_{IM2} bereits bei einer $MER_{IM2} \approx 27$ dB den Wert Null erreicht. Dieser Fall bedeutet auch, daß die maximale Störampplitude unterhalb der

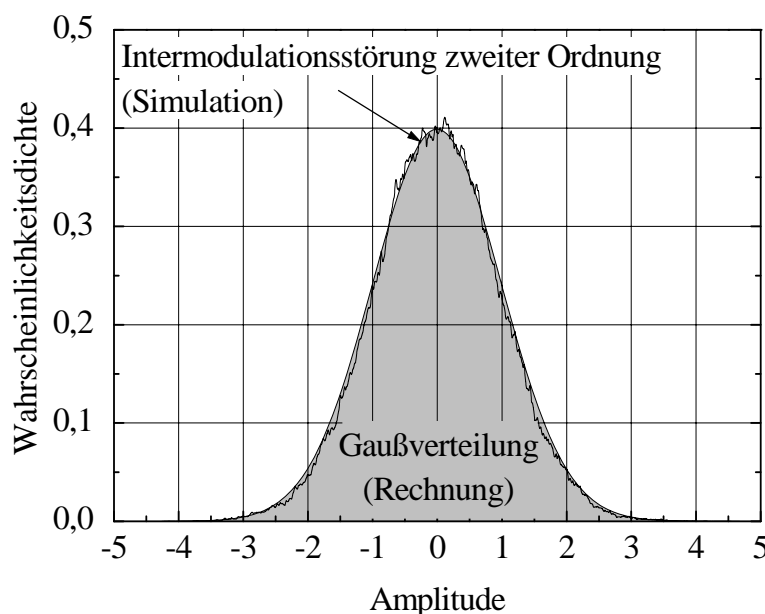


Abbildung 5.18:
Vergleich zwischen der gaußförmigen Wahrscheinlichkeitsdichte (Rechnung) und der Wahrscheinlichkeitsdichte einer Intermodulationsstörung zweiter Ordnung (Simulation)

halben Euklidischen Distanz d des DVB-C-Signals bleibt. Unter Verwendung von Gleichung (3.9) kann z.B. für eine 64-QAM-Übertragung eine Beziehung zwischen maximal zulässiger Spitzenamplitude des Störers $A_{\text{IM2,max}}$ und der Leistung des DVB-C-Signals σ_d^2 aufgestellt werden:

$$\sigma_d^2 = 10,5 \cdot d^2 \geq 42 \cdot A_{\text{IM2,max}}^2 \quad (5.53)$$

Wird dieser Zusammenhang in die Gleichung zur Berechnung der MER {vgl. (3.11)} eingesetzt, kann ein Verhältnis zwischen der Amplitude, die der Leistung der Intermodulationsstörung entspricht, und der maximalen Störampitude ausgerechnet werden:

$$\text{MER}_{\text{IM2}} = 10 \cdot \log\left(\frac{\sigma_d^2}{\sigma_{\text{IM2}}^2}\right) \geq 10 \cdot \log\left(\frac{42 \cdot A_{\text{IM2,max}}^2}{\sigma_{\text{IM2}}^2}\right) \approx 27\text{dB} \Rightarrow \frac{A_{\text{IM2,max}}}{\sqrt{\sigma_{\text{IM2}}^2}} \cong 3,5 \quad (5.54)$$

Der Faktor 3,5 wird auch noch einmal durch das Histogramm in Abbildung 5.18 bestätigt. Wie bereits erwähnt ist die Leistung der dargestellten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion vom Intermodulationsprodukt auf den Wert $\sqrt{\sigma_{\text{IM2}}^2} \equiv 1$ normiert. Der maximale Betrag der während der Simulation auftretenden Störampituden lag etwa bei $A_{\text{IM2,max}} = 3,5$.

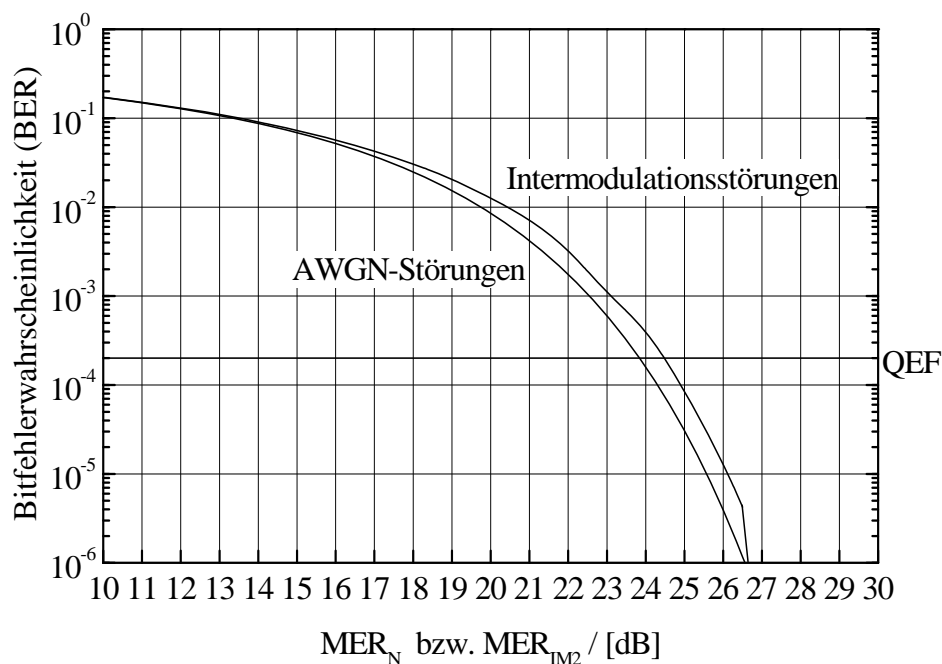


Abbildung 5.19: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten bei einer 64-QAM-Übertragung: Vergleich der Störauswirkungen von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung und von additivem weißen gaußförmigen Rauschen (AWGN)

5.6.2 Intermodulationsstörungen dritter Ordnung

Die Intermodulationsstörungen dritter Ordnung werden durch den kubischen Term der Mac-Laurinschen Reihe in Gleichung (5.47) beschrieben

$$\begin{aligned}
 s_{\text{aus},3}(t) &= k_3 \cdot s_{\text{ein}}^3(t) = k_3 \sum_{c=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{QAM},c}(t) \cdot \sum_{c'=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{QAM},c'}(t) \cdot \sum_{c''=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{QAM},c''}(t) \\
 &= k_3 \sum_{c,c',c''=1}^{c_{\text{max}}} s_{\text{IM}3,cc'c''}(t),
 \end{aligned} \tag{5.55}$$

bei dem sich die gesamte Intermodulationsstörung dritter Ordnung $s_{\text{ein}}^3(t)$ aus einzelnen Intermodulationsprodukten $s_{\text{IM}3}(t)$ zusammensetzt, die wiederum jeweils aus einem Produkt von bis zu drei DVB-C-Signalen hervorgehen. In Gleichung (5.55) erzeugen verschiedene Kombinationen von c , c' und c'' unterschiedliche Typen von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung. Damit alle Typen beschrieben werden können, muß das Eingangssignal $s_{\text{ein}}(t)$ des nichtlinearen Elements aus mindestens drei DVB-C-Signalen bestehen:

$$s_{\text{ein}}(t) = s_{\text{DVB},c}(t) + s_{\text{DVB},c'}(t) + s_{\text{DVB},c''}(t). \tag{5.56}$$

Die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung können durch Einsetzen von Gleichung (3.21) in die Gleichung (5.56) berechnet werden, wenn Gleichung (5.56) wiederum in Gleichung (5.55) eingesetzt wird. Mit $k_3 = 1$ ergibt sich in dem Beispiel einer Belegung mit drei DVB-C-Signalen:

$$\begin{aligned}
 s_{\text{aus},3}(t) &= \left(s_{\text{DVB},c}(t) + s_{\text{DVB},c'}(t) + s_{\text{DVB},c''}(t) \right)^3 \\
 &= \left(s_{\text{DVB},c}(t) \right)^3 + \left(s_{\text{DVB},c'}(t) \right)^3 + \left(s_{\text{DVB},c''}(t) \right)^3 \\
 &\quad + 3 \cdot \left[\left(s_{\text{DVB},c}(t) \right)^2 s_{\text{DVB},c'}(t) \right] + 3 \cdot \left[\left(s_{\text{DVB},c}(t) \right)^2 s_{\text{DVB},c''}(t) \right] \\
 &\quad + 3 \cdot \left[s_{\text{DVB},c}(t) \left(s_{\text{DVB},c'}(t) \right)^2 \right] + 3 \cdot \left[s_{\text{DVB},c}(t) \left(s_{\text{DVB},c''}(t) \right)^2 \right] \\
 &\quad + 3 \cdot \left[\left(s_{\text{DVB},c'}(t) \right)^2 s_{\text{DVB},c''}(t) \right] + 3 \cdot \left[s_{\text{DVB},c'}(t) \left(s_{\text{DVB},c''}(t) \right)^2 \right] \\
 &\quad + 6 \cdot s_{\text{DVB},c}(t) \cdot s_{\text{DVB},c'}(t) \cdot s_{\text{DVB},c''}(t).
 \end{aligned} \tag{5.57}$$

Bei der Durchführung der Multiplikationen entstehen in einem breiten Frequenzbereich sehr viele Einzelprodukte, von denen sich die für die Übertragung in einem BK-Netz wichtigen Intermodulationsprodukte in vier Typen unterteilen lassen. Für die Charakterisierung dieser Typen werden zwei Merkmale herangezogen:

1. Zahl der beteiligten Komponenten: Ein Intermodulationsprodukt vom *Typ 3.1* entsteht aus drei verschiedenen DVB-C-Signalen; die *Typen 3.2* und *3.3* setzen sich aus zwei

verschiedenen DVB-C-Signalen zusammen, und der *Typ 3.4* geht nur aus einem einzigen DVB-C-Signal hervor.

2. Lage im Frequenzspektrum: Die Unterscheidung zwischen *Typ 3.2* und *Typ 3.3* erfolgt im Frequenzbereich. Während das Leistungsdichtespektrum vom *Typ 3.3* symmetrisch zur Trägerfrequenz eines der beiden an der Bildung des Intermodulationsproduktes beteiligten DVB-C-Signale entsteht, liegt das Leistungsdichtespektrum von *Typ 3.2* außerhalb der Nutzkanäle beider DVB-C-Signale.

Die Intermodulationsproduktypen, deren Leistungsdichtespektren in die Nutzkanäle der an der jeweiligen Produktbildung selbst beteiligten DVB-C-Signale fallen, können allgemein als auch „Intramodulationsprodukte“ bezeichnet werden.

Im folgenden Abschnitt werden die vier wichtigen Typen der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung kurz vorgestellt und anhand einer Kanalbelegung mit drei DVB-C-Signalen erläutert. Die mathematische Beschreibung der Eigenschaften von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung und die Herleitung ihrer spektralen Leistungsdichten erfolgt in Anhang B. Im Abschnitt 5.6.2.2 werden die Auswirkungen der Intermodulationstypen 3.3 und 3.4 näher erläutert. Abschließend erfolgt im Abschnitt 5.6.2.3 eine Analyse ihrer Auswirkungen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer DVB-C-Übertragung.

5.6.2.1 Klassifizierung von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung

Der *Typ 3.1* der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung ist eine Funktion von drei verschiedenen DVB-C-Signalen. Er entspricht einem Produkt aus dem *Typ 2.1* der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung und einem DVB-C-Signal. Alle drei an der Bildung des Intermodulationsproduktes dritter Ordnung beteiligten DVB-C-Signale sind voneinander statistisch unabhängig. Deshalb besitzt das Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.1* zu keinem DVB-C-Signal korrelierte Signalanteile. Die spektralen Leistungsdichten des *Typs 3.1* entstehen symmetrisch zu allen möglichen Kombinationen der drei DVB-C-Trägerfrequenzen $\pm f_c \pm f_{c'} \pm f_{c''}$. Gleichung (5.58) gibt die spektrale Leistungsdichte des *Typs 3.1* am Beispiel einer Mittenfrequenz von $f_c - f_{c'} + f_{c''}$ wieder {siehe auch Gleichung (B.36)}:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.1}}(f) \cong & 2,8 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f - f_c + f_{c'} - f_{c''})} \right|^2 \\ & + 2,8 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f + f_c - f_{c'} + f_{c''})} \right|^2. \end{aligned} \quad (5.58)$$

Der *Typ 3.2* und der *Typ 3.3* der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung werden jeweils aus zwei verschiedenen DVB-C-Signalen erzeugt, von denen ein DVB-C-Signal quadratisch in die Berechnung eingeht. Die durch eine Quadrierung eines DVB-C-Signals entstehenden Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung wurden bereits in Abschnitt 5.6.1.1 beschrieben. Es wurde gezeigt, daß zwei verschiedene Typen entstehen können: der *Typ 2.3* und der *Typ*

2.2. Aus diesen beiden Intermodulationsprodukttypen zweiter Ordnung können der *Typ 3.2* und der *Typ 3.3* abgeleitet werden. Das quadrierte DVB-C-Signal muß dazu jeweils mit einem von ihm statistisch unabhängigen DVB-C-Signal multipliziert werden. Obwohl bei beiden Typen der Ansatz für die Berechnung gleich ist, unterscheiden sie sich in ihren Eigenschaften ganz wesentlich voneinander.

Der *Typ 3.2* ergibt sich aus dem Produkt zwischen einem Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung vom *Typ 2.3* und einem DVB-C-Signal. Die Mittenfrequenz der spektralen Leistungsdichte des Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung lag bei $2 \cdot f_c$, woraus sich ergibt, daß die Mittenfrequenz des Leistungsdichtespektrums vom *Typ 3.2* bei $2 \cdot f_c \pm f_{c'}$ und damit immer außerhalb der Übertragungskanäle beider DVB-C-Signale liegt. Nach Gleichung (B.38) kann die spektrale Leistungsdichte berechnet werden:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.2}}(f) \cong & 2,5 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f - 2 \cdot f_c + f_{c'})} \right|^2 \\ & + 2,5 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f + 2 \cdot f_c - f_{c'})} \right|^2. \end{aligned} \quad (5.59)$$

Der *Typ 3.3* unterscheidet sich vom *Typ 3.2* zunächst durch die spektrale Lage, in der das Leistungsdichtespektrum des Intermodulationsproduktes entsteht. Es fällt nämlich genau in den Übertragungskanal des nicht quadrierten DVB-C-Signals, symmetrisch zu dessen Trägerfrequenz. Das bedeutet, daß sich ein Intermodulationsprodukt vom *Typ 3.3* immer dem linear an der Produktbildung beteiligten DVB-C-Signal überlagert. Intermodulationsprodukte mit dieser Eigenschaft werden i. allg. als Kreuzmodulationsprodukte bezeichnet. Ein weiterer Unterschied zum *Typ 3.2* besteht in der Eigenschaft der Kreuzmodulationsstörung, zu dem im selben Frequenzbereich übertragenen DVB-C-Signal korrelierte Anteile zu besitzen. Nach einer Umformung von Gleichung (B.4) kann die Korrelation zwischen dem Kreuzmodulationsprodukt $s_{\text{IM3.3}}(t)$ und dem DVB-C-Signal $s_{\text{DVB,c}}(t)$ deutlich erkannt werden:

$$\begin{aligned} s_{\text{IM3.3}}(t) &= \left(s_{\text{I,c'}}^2(t) + s_{\text{Q,c'}}^2(t) \right) \cdot s_{\text{I,c}}(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t) \\ &\quad - \left(s_{\text{I,c'}}^2(t) + s_{\text{Q,c'}}^2(t) \right) \cdot s_{\text{Q,c}}(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_c t) \\ &= \left(s_{\text{I,c'}}^2(t) + s_{\text{Q,c'}}^2(t) \right) \cdot s_{\text{DVB,c}}(t). \end{aligned} \quad (5.60)$$

Die spektrale Leistungsdichte des Intermodulationsproduktes vom *Typ 3.3* ergibt sich nach Gleichung (B.40) zu:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.3}}(f) \cong & 2,1 \cdot T_s \cdot \left[\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f - f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f + f_c)} \right|^2 \right] \\ & + 5,6 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left[\left| H(f - f_c - \frac{\lambda}{T_s}) \right|^2 + \left| H(f + f_c - \frac{\lambda}{T_s}) \right|^2 \right]. \end{aligned} \quad (5.61)$$

Der letzte Intermodulationsprodukttyp dritter Ordnung, der in dieser Arbeit berücksichtigt werden soll, ist der *Typ 3.4*. Er entsteht, wenn ein einziges DVB-C-Signal zweimal mit sich selbst multipliziert wird. Auch dieser Intermodulationstyp dritter Ordnung kann - wie bereits die drei oben beschriebenen Typen - aus den Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung abgeleitet werden. Er ergibt sich, wenn der *Typ 2.2* mit demselben DVB-C-Signal multipliziert wird, das bereits für die Produktbildung des *Typs 2.2* quadriert wurde. Die spektrale Leistungsdichte des *Typs 3.4* fällt immer in den Nutzkanal des DVB-C-Signals. Wegen seiner Ähnlichkeit zum Intermodulationsprodukttyp *3.3* soll er im folgenden ebenfalls als Kreuzmodulationsprodukt bezeichnet werden. Nach einer Umformung von Gleichung (B.5) ist die Korrelation zwischen dem Kreuzmodulationssignal und dem DVB-C-Signal, ähnlich wie in Gleichung (5.60), deutlich zu erkennen:

$$s_{\text{IM3,4}}(t) = \left(s_{\text{I,c}}^2(t) + s_{\text{Q,c}}^2(t) \right) \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \left[s_{\text{I,c}}(t) \cdot \cos(\omega_c t) - s_{\text{Q,c}}(t) \cdot \sin(\omega_c t) \right] \quad (5.62)$$

$$= \frac{3 \cdot \left(s_{\text{I,c}}^2(t) + s_{\text{Q,c}}^2(t) \right)}{2} \cdot s_{\text{DVB,c}}(t).$$

Ein Unterschied zu dem Intermodulationsprodukt vom *Typ 3.3* besteht darin, daß der Klammerausdruck in Gleichung (5.62) ebenfalls von dem DVB-C-Signal abhängig ist. Dies resultiert in einem höheren, mit dem DVB-C-Signal korrelierten Anteil. Die spektrale Leistungsdichte berechnet sich nach Gleichung (B.43) zu:

$$\text{LDS}_{\text{IM3,4}}(f) \cong 4,8 \cdot T_s \cdot \left[\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f - f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f + f_c)} \right|^2 \right] \quad (5.63)$$

$$+ 19 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left[\left| H\left(f - f_c - \frac{\lambda}{T_s}\right) \right|^2 + \left| H\left(f + f_c - \frac{\lambda}{T_s}\right) \right|^2 \right].$$

Für die Übertragung in einem BK-Netz sind die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung besonders wichtig, die in den Frequenzbereich fallen, in dem auch die DVB-C-Signale übertragen werden. Deshalb soll in dem folgenden Beispiel ein spektraler Ausschnitt aus dem Frequenzbereich mit einer auf die Symboldauer T_s normierten Breite von $14/T_s$ betrachtet werden. Bei einer Symbolrate $1/T_s$ von 6,9 Mbaud entspricht dies etwa einer Bandbreite von 100 MHz. In den zur Verifikation der Rechen- und Simulationsergebnisse durchgeführten Übertragungstests wurden die Trägerfrequenzen der drei DVB-C-Signale auf

$$\begin{aligned} f_c &= 306 \text{ MHz} && \text{entsprechend Übertragungskanal S 21,} \\ f_{c'} &= 354 \text{ MHz} && \text{entsprechend Übertragungskanal S 27,} \\ f_{c''} &= 370 \text{ MHz} && \text{entsprechend Übertragungskanal S 29} \end{aligned}$$

festgelegt. In **Abbildung 5.20** sind die auf T_s normierten spektralen Leistungsdichten sowohl der drei übertragenen DVB-C-Signale als auch der von ihnen erzeugten Intermodulationsprodukte dargestellt, die in den spektralen Ausschnitt fallen. Die Frequenzen auf der Abszisse wurden vor der Normierung bezüglich der Trägerfrequenz f_c zentriert, so daß der Sonderkanal

21 symmetrisch zur normierten Frequenz Null liegt. Dieses DVB-C-Signal soll im folgenden als DVB-C-Nutzsignal bezeichnet werden. Die Darstellung aus Abbildung 5.20 entspricht einer Darstellung im äquivalenten Tiefpaßsystem. Der gesamte Frequenzbereich kann in insgesamt sechs Bereiche aufgeteilt werden, in denen die Leistungsdichtespektren der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung und die der DVB-C-Signale liegen:

1. Das im ersten Bereich zu sehende Leistungsdichtespektrum wird durch ein Intermodulationsprodukt vom *Typ 3.1* erzeugt und kann mit Gleichung (5.58) berechnet werden. Es ist jedoch für die Gesamtleistungsbilanz wichtig, die sich in dem hier angeführten Beispiel mit drei DVB-C-Signalen ergibt, daß zusätzlich der Faktor 6 aus dem letzten Term in Gleichung (5.57) berücksichtigt wird.
2. Im Bereich 2 wird das DVB-C-Signal mit der Trägerfrequenz f_c von jeweils zwei Intermodulationsprodukten des *Typs 3.4* und *3.3* überlagert. Das im selben Kanal übertragene DVB-C-Nutzsignal produziert zwei Produkte vom *Typ 3.4*. Die beiden Produkte vom *Typ 3.3* entstehen aus einer Wechselwirkung mit jeweils einem der beiden anderen DVB-C-Signale, die die genormten Trägerfrequenzen $f_{c_1} \cong 6,96$ (Bereich 5) bzw. $f_{c_2} \cong 9,28$ (Bereich 6) haben. Für die Bilanz der Gesamtleistung der Intermodulationsstörung muß bei den beiden Produkten vom *Typ 3.3* jeweils ein zusätzlicher Faktor von 3 {siehe Gleichung (5.57)} berücksichtigt werden. Die berechnete und die simulierte spektrale Leistungsdichte in diesem Bereich zeigen sehr deutlich, daß die Kreuzmodulationsprodukte einen Anteil haben, der die spektrale Form eines DVB-C-Signals aufweist. Es sei an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, daß die berechnete und die simulierte spektrale Leistungsdichte ausschließlich den kubischen Term der Mac-Laurinschen Reihe in Gleichung (5.46) wiedergeben. Die Kreuzmodulationsstörung ist zu dem DVB-C-Nutzsignal korreliert und addiert sich ihm phasensynchron (vgl. weiter unten) auf. Dieser Anteil wird bei der Messung immer vom Spektrum des DVB-C-Nutzsignals überdeckt. Die Unterschiede zwischen den Leistungsdichtespektren der Simulation bzw. der Rechnung und der gemessenen Kurve liegen hauptsächlich in den spektralen Randbereichen der DVB-C-Signale und sind auf die realen Filtereigenschaften der in den Geräten eingesetzten Filterbausteine zurückzuführen. Dieses Phänomen wurde bereits in Abschnitt 4.2.2 erläutert und ist auch in Abbildung 3.7 zu erkennen.
3. Der Bereich 3 entspricht dem Bereich Eins.
4. Der Bereich 4 zeigt die spektrale Leistungsdichte eines Intermodulationsproduktes vom *Typ 3.2*. Auch bei ihm ist der zusätzliche Faktor von 3 aus Gleichung (5.57) für die Berechnung der Gesamtleistung zu berücksichtigen. Bei einem Vergleich der beiden Leistungen der Intermodulationsstörungen aus den Bereichen 1 bzw. 3 wird eine Leistungsdifferenz deutlich erkennbar, die auch von den herkömmlichen CTBA-Messungen mit sinusförmigen Signalen bekannt ist. Diese Leistungsdifferenz beträgt bei einer Speisung mit sinusförmigen Signalen genau 6 dB, während bei der Darstellung in Abbildung 5.20 eine Leistungsdifferenz von etwa 3,5 dB erkennbar ist. Der Unterschied von 2,5 dB ist auf ein zusätzliches Kreuzmodulationsprodukt zwischen der Inphase- und der Quadratur-Komponente des DVB-C-Signals zurückzuführen, das mit

der Trägerfrequenz f_c übertragen wird und das nach der Wechselwirkung mit dem DVB-C-Signal, das die Trägerfrequenz f_c hat, in dem Frequenzbereich Vier entsteht.

5. Der Bereich 5 entspricht dem Bereich 2.
6. Der Bereich 6 entspricht den Bereichen 2 und 5.

Werden die Simulationsergebnisse von Intermodulationsstörungen dritter Ordnung noch einmal zusammengefaßt, so wird folgendes deutlich:

1. Es entstehen Intermodulationsprodukte mit Mittenfrequenzen, die durch die Kombinationen der DVB-C-Trägerfrequenzen berechnet werden können.
2. Symmetrisch zu jeder Trägerfrequenz bilden sich spektrale Leistungsverteilungen der Intermodulationsprodukte aus.
3. Die Intermodulationsprodukte können in vier verschiedene Typenklassen eingeordnet werden.
4. Es gibt Typen, *Typ 3.1* und *Typ 3.2*, die in Frequenzbereiche fallen, die nicht durch eines der an der Produktbildung beteiligten DVB-C-Signale belegt sind. Es können allerdings weitere DVB-C-Signale durch sie gestört werden. Natürlich erzeugen diese DVB-C-Signale zusätzliche Intermodulationsprodukte, die genauso berechnet werden müssen wie die der drei DVB-C-Signale aus dem hier angeführten Beispiel.
5. Die *Typen 3.3* und *3.4* fallen immer in einen durch ein DVB-C-Signal belegten Übertragungskanal und ragen aufgrund ihrer größeren Bandbreite noch über die Kanalgrenzen hinweg. Diese Intermodulationsprodukte werden auch als Kreuzmodulationsprodukte bezeichnet.
6. Die Kreuzmodulationsprodukte haben immer einen Anteil, der zu dem DVB-C-Signal, dem sie sich überlagern, korreliert ist.
7. Dieser Anteil ist vom Spektrum des DVB-C-Signals verdeckt und kann deshalb durch eine Spektralanalyse nicht identifiziert werden.

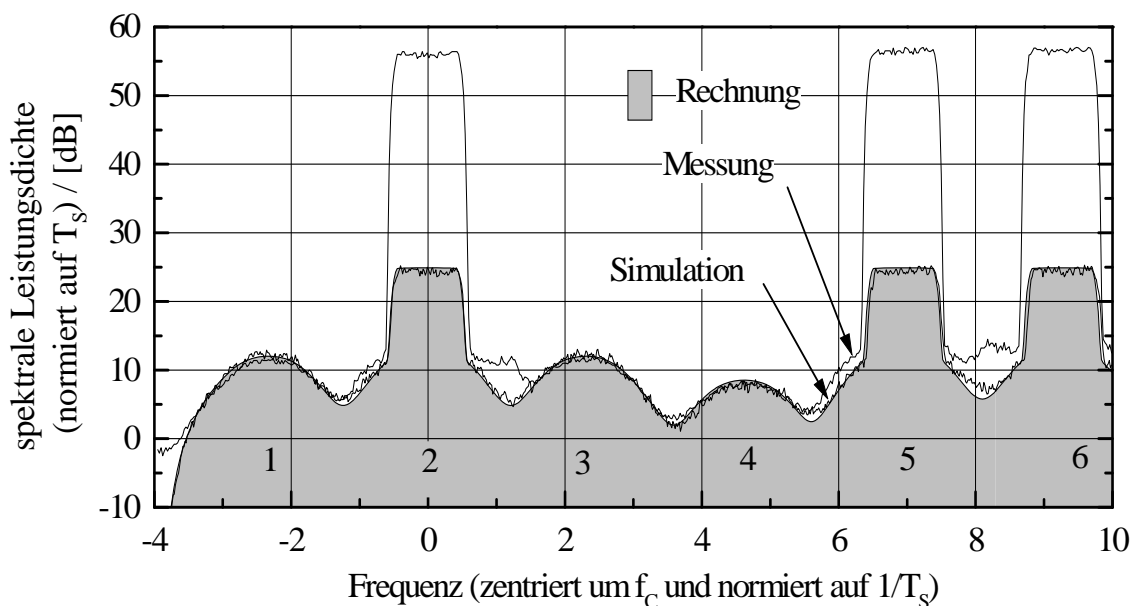


Abbildung 5.20: Einseitige, spektrale Leistungsdichteverteilung von: 1. drei DVB-C-Signalen mit ihren Intermodulationsprodukten dritter Ordnung (Messung), 2. dem Term dritter Ordnung s_{aus} aus Gleichung (5.55) (Simulation mit $k_3 = 1$) und 3. dessen berechnetem Pendant

Die weitere Analyse der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung konzentriert sich auf die beiden Typenklassen, die als Kreuzmodulationen bezeichnet wurden und die zum DVB-C-Signal korrelierende Anteile haben. Alle übrigen Produkte ohne korrelierende Anteile haben sehr ähnliche Störauswirkungen wie die bereits diskutierten Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung und sollen deswegen nicht vertiefend untersucht werden.

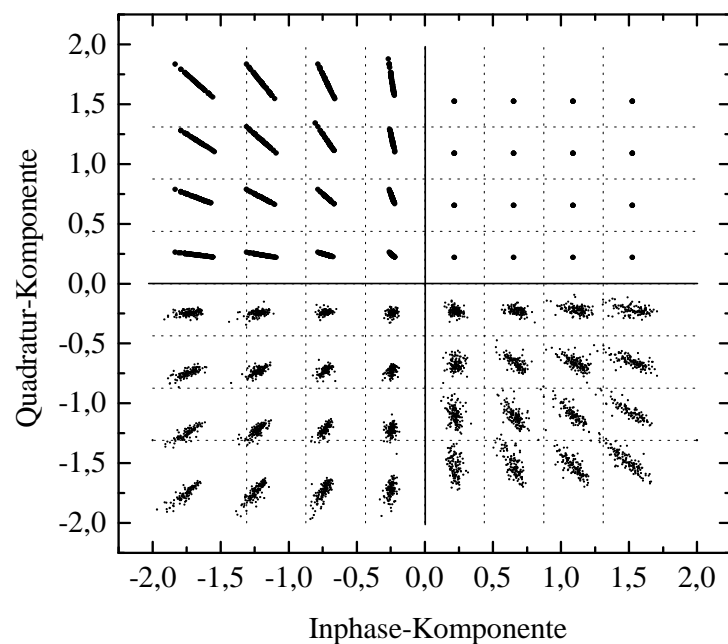
5.6.2.2 Auswirkungen der Kreuzmodulationsprodukte im Signalraum

Die Kreuzmodulationsprodukte werden in dieser Arbeit durch die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung vom *Typ 3.3 und 3.4* beschrieben. Beide Typen erzeugen Intermodulationsstörungen, die sich einem an der Produktbildung beteiligten DVB-C-Signal überlagern. Intermodulationsstörungen und Nutzsignal sind zueinander korreliert. Die Korrelation kann in der mathematischen Beschreibung des zeitlichen Signalverlaufes {siehe Gleichungen (5.60) und (5.62)} erkannt werden. Eine Messung der Störung ist jedoch im Zeitbereich praktisch nicht möglich. Ähnliches gilt für den Frequenzbereich. Anhand des in Abbildung 5.20 dargestellten Leistungsdichtespektrums ist zu sehen, daß die Kreuzmodulationsprodukte von den Nutzsignalen verdeckt werden. Als eine weitere Möglichkeit für eine Quantifizierung der Störung bietet sich der Signalraum des DVB-C-Signals an.

Der Signalraum repräsentiert die Zustände der übertragenen Symbole eines DVB-C-Signals, die im Empfänger durch eine zeitliche Abtastung des Signals unter zwei Bedingungen wiedergewonnen werden können: Die erste Bedingung ist, daß die Leistung der Störung, die sich auf dem Übertragungsweg dem DVB-C-Signal überlagert, nur so groß sein darf, daß der jeweilige Symbolzustand nicht über eine der Entscheiderschwellen hinweg verfälscht wird. Die zweite Bedingung bezieht sich auf die resultierende Impulsantwort des Gesamtsystems hinter dem Matched Filter im Empfänger und ist mit der ersten Nyquist-Bedingung identisch. Beide Bedingungen werden im folgenden separat untersucht. Wird in einem ersten Schritt der zeitliche Impulsverlauf vernachlässigt, so ergeben sich die Verformungen im Signalraum bei einer Addition von Kreuzmodulationsstörungen und einem DVB-C-Signal durch die Berechnung aller möglichen Kombinationen der digitalen Symbolzustände, die sich bei der Überlagerung ergeben können. Das Rechenergebnis ist im zweiten Quadranten in **Abbildung 5.21** am Beispiel einer 64-QAM dargestellt. Deutlich ist bei einem Vergleich mit dem im ersten Quadranten eingezeichneten, unverfälschten Signalraum eines DVB-C-Signals zu erkennen, daß sich die verschiedenen Kombinationen dem DVB-C-Signal phasensynchron überlagern und nur Amplitudenverfälschungen nach sich ziehen. Der Betrag der augenblicklich auftretenden Fehleramplitude ist von den Momentanwerten der DVB-C-Signale abhängig, die neben dem Nutzsignal an der Produktbildung beteiligt sind und damit nicht vom DVB-C-Nutzsignal selbst abhängen. Dies kann in den Gleichungen (5.60) und (5.62) an den zeitlich abhängigen Vorfaktoren erkannt werden, mit denen $s_{\text{DVB,c}}(t)$ jeweils multipliziert wird. Ein Signalraum, wie im zweiten Quadranten in Abbildung 5.21 dargestellt, kann nach einer realen Übertragung allerdings nicht wiedergewonnen werden, weil die

Abbildung 5.21: Auswirkungen einer Kreuzmodulationsstörung auf den Signalraum einer 64-QAM:

1. Quadrant: Signalraum ohne Störung
2. Quadrant: berechnete Symbolzustände bei gleichphasiger Störaddition
3. Quadrant: simulierter Signalraum nach einer Kreuzmodulationsstörung mit gleichphasiger Störaddition
4. Quadrant: simulierter Signalraum nach einer Kreuzmodulationsstörung mit gegenphasiger Störaddition



Impulsform eines Kreuzmodulationsproduktes auch nach dem Matched Filter nicht der ersten Nyquist-Bedingung entspricht. Dies ist bei einer Berücksichtigung der verzerrten Elementarimpulse des Kreuzmodulationsproduktes deutlich zu erkennen. Es entstehen Intersymbol-Interferenzen, die dazu führen, daß die strahlenförmigen Amplitudenfehler sich zu Wolken aufweiten und somit zusätzliche Phasenfehler verursachen. Im dritten Quadranten in Abbildung 5.21 ist ein Signalraum des DVB-C-Nutzsignals nach einer gleichphasigen, phasensynchronen Überlagerung mit einer Kreuzmodulationsstörung zu sehen. Das Ergebnis wurde aus einer Simulation gewonnen. Deutlich ist zu erkennen, daß sich die im zweiten Quadranten erläuterte sternförmige Verformung des Signalraums nun durch die oben erwähnten Phasenfehler in längliche Wolken ausgebildet hat. Es sei noch einmal darauf hingewiesen, daß keine zusätzliche Rauschstörung hinzugefügt wurde. Im vierten Quadranten in Abbildung 5.21 ist das Kreuzmodulationsprodukt um 180° phasenverschoben dem DVB-C-Signal überlagert worden. Der Signalraum ist in diesem Fall nicht mehr hauptsächlich nach außen verformt, sondern die Kreuzmodulationsstörungen verlaufen vielmehr in Richtung zum Koordinatenursprung hin.

Bei den in Abbildung 5.22 dargestellten Störungen treten die Verformungen der Symbolzustände annähernd proportional zu der Amplitude des jeweiligen Symbolzustands auf, so daß alle Zustände, die sich am Rand des Signalraumes befinden, am stärksten beeinflußt werden. Dies ist eine für multiplikative Störungen typische Eigenschaft, die bereits in ähnlicher Form bei Phasenrauschen (siehe Abschnitt 0) aufgetreten war. Die äußeren Symbolzustände werden bei einer gleichphasigen Störüberlagerung nach außen verfälscht und treten dadurch nicht über eine Entscheidungsschwelle hinweg. Da sich im Gegensatz hierzu bei einer gegenphasigen Überlagerung die Störungen in Richtung zum Koordinatenursprung

ergeben, werden in diesem Fall die äußeren Entscheiderschwellen als erste überschritten. Dadurch ist der Störeinfluß von gegenphasigen Kreuzmodulationsprodukten stärker als der von gleichphasigen.

Bei Messungen von Signalräumen der im Kabelsimulator übertragenen Signale wurden immer gegenphasige Störungen festgestellt. Diese gegenphasigen Überlagerungen wurden durch die Kennlinien der verwendeten Breitbandverstärker verursacht. Bei einer Berechnung oder einer Simulation kann die Kennlinienform durch eine Mac-Laurinsche Reihe {siehe Gleichung (5.47)} approximiert werden, deren k_3 -Faktor mit einem negativen Vorzeichen behaftet ist. In der Praxis treten immer zusätzliche Rauschkomponenten auf, die die charakteristischen Eigenschaften der Kreuzmodulationsstörungen teilweise überdecken. Eine amplitudenabhängige Verformung der einzelnen Symbolzustände im Signalraum, die sich in Richtung Koordinatenursprung ausrichtet, ist immer ein Indiz für das Auftreten von Kreuzmodulationsstörungen und damit für das Vorhandensein von nichtlinearen Übertragungskennlinien.

5.6.2.3 Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch Intermodulationsstörungen dritter Ordnung

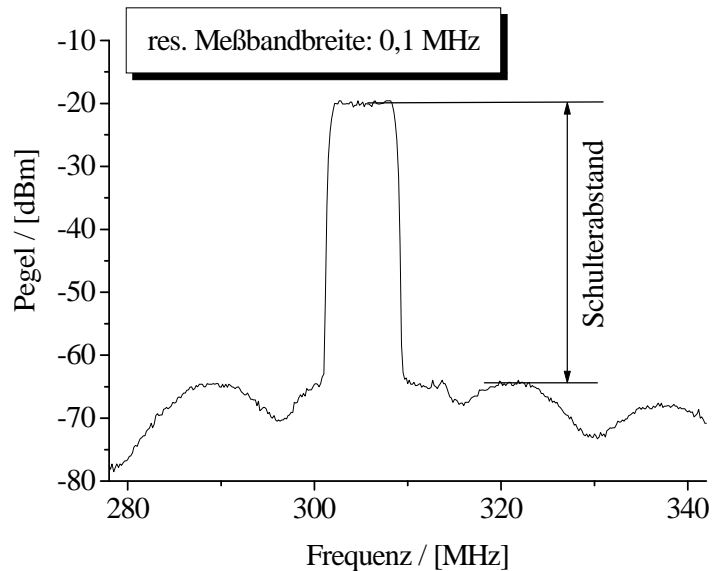
Die Auswirkungen von Intermodulationsstörungen dritter Ordnung auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer DVB-C-Übertragung sind sehr stark von der Anzahl der Signale und ihrer Kanalbelegung abhängig. Allen DVB-C-Signalen werden immer die Kreuzmodulationsstörungen überlagert. Dabei tritt das Kreuzmodulationsprodukt vom *Typ 3.4* einmal pro DVB-C-Signal auf. Die Anzahl der Produkte vom *Typ 3.3*, die sich jedem einzelnen DVB-C-Signal überlagern, ist um eins geringer als die Gesamtzahl aller übertragenen DVB-C-Signale. Außerdem überlagern sich noch zusätzlich zu den Kreuzmodulationsprodukten Intermodulationsprodukte vom *Typ 3.1* und *3.2*, deren Anzahl von der Kanalbelegung abhängig ist. Die spektralen Positionen der drei DVB-C-Signale wurden im obigen Beispiel so gewählt, daß kein Intermodulationsprodukt vom *Typ 3.1* oder *3.2* in einen Übertragungskanal fällt. Durch diese Belegung konnten die Kreuzmodulationsstörungen und die Intermodulationsstörungen der übrigen beiden Typen getrennt untersucht werden.

Im Fall von Intermodulationsstörungen des *Typs 3.1* und *3.2* ergaben sich aufgrund der Unabhängigkeit der jeweiligen Störung vom DVB-C-Signal ähnliche Resultate wie bei Intermodulationsstörungen zweiter Ordnung. Deshalb soll dieser Fall nicht weiter diskutiert werden und statt dessen auf den Abschnitt 5.6.1.2 verwiesen werden.

Kreuzmodulationsstörungen sind, wie oben erläutert, von dem jeweiligen DVB-C-Signal abhängig, dem sie sich überlagern. Die Auswirkungen im Signalraum wurden im letzten Abschnitt aufgezeigt. Es wurden zwei Fälle von Kreuzmodulationsstörungen unterschieden:

1. phasensynchrone, gleichphasige Überlagerung,
2. phasensynchrone, gegenphasige Überlagerung.

Abbildung 5.22:
Darstellung des
Schulterabstandes als
logarithmischen Signal-
Stör-Abstand



Für beide Fälle ist die jeweilige Bitfehlerwahrscheinlichkeit als Funktion eines Signal-Stör-Abstandes simuliert worden. Außerdem erfolgten Messungen, bei denen dieselben drei Kanäle mit DVB-C-Signalen belegt wurden wie in dem oben erwähnten Beispiel. Weil eine Definition für einen Signal-Stör-Abstand nicht existiert, der die charakteristischen Eigenschaften von Intermodulationsstörungen berücksichtigt - wie z.B. die Definition der Größe PJ bei Phasenrauschen (siehe Abschnitt 5.2.1) -, wurde in Anlehnung an die CTBA-Messungen mit sinusförmigen Signalen der im folgenden als „Schulterabstand“ bezeichnete, logarithmische Signal-Stör-Abstand festgelegt. Es wurde bei den spektralen Messungen jeweils die Pegeldifferenz zwischen der „Schulter“ des DVB-C-Signales und dem maximalen Wert der spektral benachbarten Intermodulationsstörung gemessen. Die Definition des „Schulterabstandes“ verdeutlicht noch einmal **Abbildung 5.22**. Es ist ein gemessener Schulterabstand von etwa 44 dB zu erkennen. Der gleiche Schulterabstand ergab sich bei einer Simulation, wenn der k_3 - und der k_1 -Faktor so eingestellt wurden, daß $20 \cdot \log(k_3/k_1)$ dem Wert von -46 dB entsprach. Wird das Verhältnis erhöht, so ergibt sich für den Schulterabstand ein Grenzwert von etwa 12 dB¹, der in **Abbildung 5.20** durch die grau unterlegte Fläche der simulierten, spektralen Leistungsverteilung abzulesen ist. Wie bereits erwähnt, ist dies der Fall bei $k_1 = 0$. Die Verringerung des Schulterabstandes bis zu solch geringen Werten hat allerdings keine praktische Relevanz und soll deshalb nicht weiter untersucht werden.

Die Ergebnisse der beiden simulierten Fälle und das Meßergebnis sind in **Abbildung 5.23** als Funktionen des Schulterabstandes eingetragen. Es ist zu erkennen, daß eine gleichphasige Überlagerung von Kreuzmodulationsprodukten geringere Störungen hervorruft als eine gegenphasige Überlagerung. Die Ursachen dafür wurden bereits im letzten Abschnitt diskutiert. Die Meßergebnisse weisen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen

¹ Dieser Anteil gilt für eine 64-QAM-Übertragung. Wie in Anhang B gezeigt wird, ist er für QAM-Varianten mit einer geringen Anzahl von Symbolzuständen größer als bei höherwertigen QAM-Varianten.

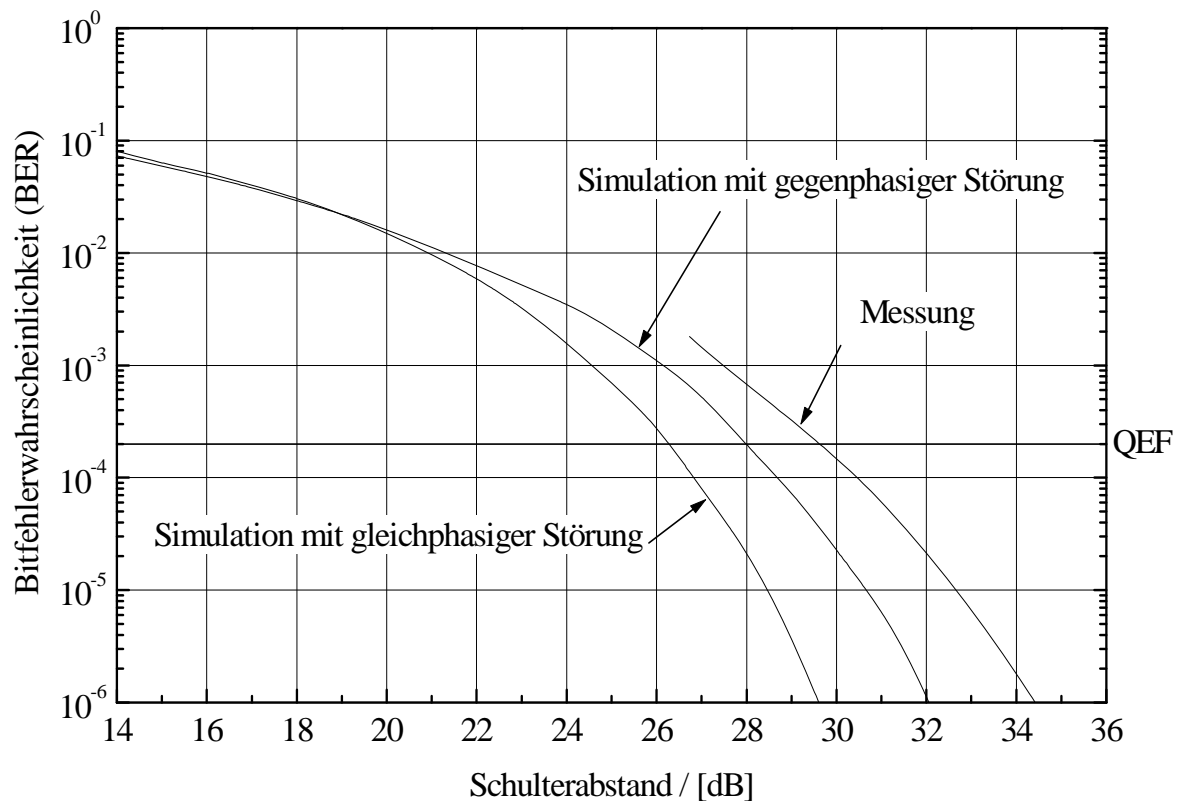


Abbildung 5.23: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten einer 64-QAM-Übertragung bei Intermodulationsstörungen dritter Ordnung: Simulationsergebnisse im Fall von gleichphasiger und gegenphasiger Störüberlagerung und Meßergebnisse

auf, die aus einer gegenphasigen Überlagerung resultieren. Bei einem Vergleich beider Kurven muß berücksichtigt werden, daß bei der Simulation ein idealer Empfänger verwendet wurde, während der bei der Messung eingesetzte Empfänger ein zusätzliches Eigenrauschen verursachte. Die Differenz zwischen Simulation und Messung beträgt bei einer BER von $2 \cdot 10^{-4}$ etwa 1,5 dB. Der gleiche Abstand ist bei den vorhergehenden Untersuchungen von gaußförmigen Rauschstörungen bereits zwischen idealem und realem Empfänger festgestellt worden, woraus sich schließen läßt, daß die Abweichungen auf die Eigenrauschstörungen zurückgehen.

In den folgenden Untersuchungen werden die drei DVB-C-Signale zusätzlich zu den Kreuzmodulationsstörungen durch additives gaußförmiges Rauschen überlagert. Die durch die kombinierte Überlagerung verursachten Auswirkungen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer 64-QAM-Übertragung zeigen für die beiden Anwendungsfälle der gleichphasigen und der gegenphasigen Überlagerung der Kreuzmodulationsprodukte die Diagramme in **Abbildung 5.24** und **Abbildung 5.25**. Deutlich ist bei einem Vergleich das gutmütigere Störverhalten der gleichphasigen Kreuzmodulationsprodukte zu erkennen. Die Kreuzmodulationsprodukte liefern durch ihren zum Nutzsignal korrelierten Anteil bei geringen Schulterabständen und Signal-Rausch-Abständen positive Beiträge, so daß die BER-Kurve bei einem Schulterabstand von 31 dB sogar geringfügig besser liegt als die BER-

Kurve, die sich ohne zusätzliche Kreuzmodulationsprodukte ergibt. Bei einem Schulterabstand von etwa 26 dB konvergiert die Bitfehlerwahrscheinlichkeit gegen die QEF-Grenze. Im Fall der gegenphasigen Störüberlagerung tritt immer eine deutliche Verschlechterung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit auf, die bei einem Schulterabstand von 32 dB einen an der QEF-Grenze gemessenen Wert von etwa 1 dB erreicht. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit nimmt bei einer nur geringfügigen Erhöhung der Nichtlinearität stark zu und konvergiert bereits bei einem Schulterabstand von 28 dB gegen die QEF-Grenze. Der Bereich, der zwischen einer Verschlechterung der BER-Kurve um nur 1 dB gegenüber der theoretischen AWGN-Kurve und einem völligen Systemausfall liegt, beträgt demnach nur 6 dB.

Abbildung 5.24:
Bitfehlerwahrscheinlichkeiten einer 64-QAM-Übertragung bei gleichzeitiger Überlagerung von gegenphasigen Kreuzmodulationsstörungen und additivem gaußförmigen Rauschen

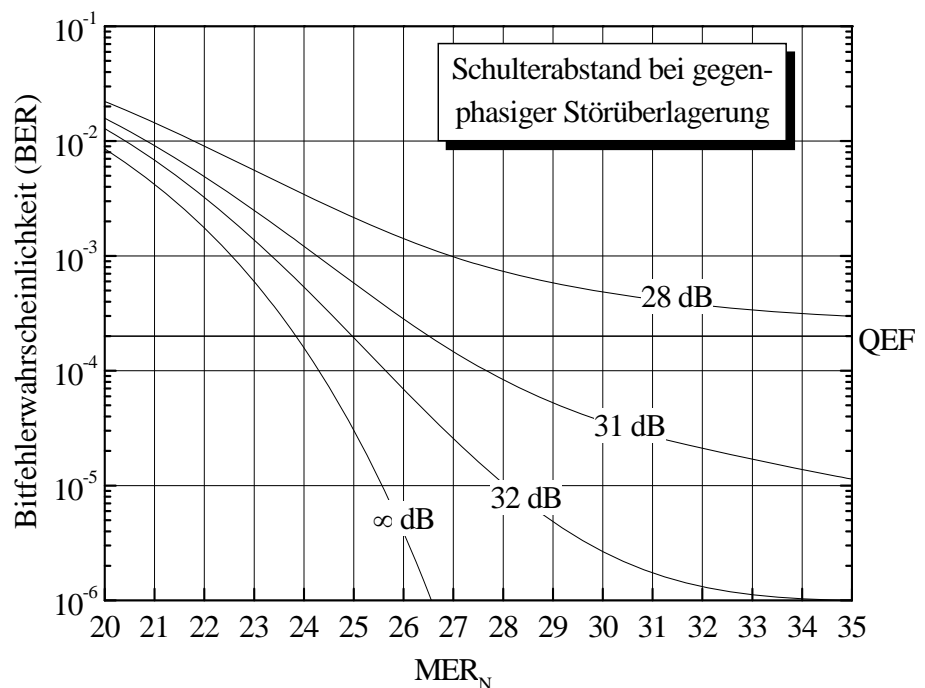
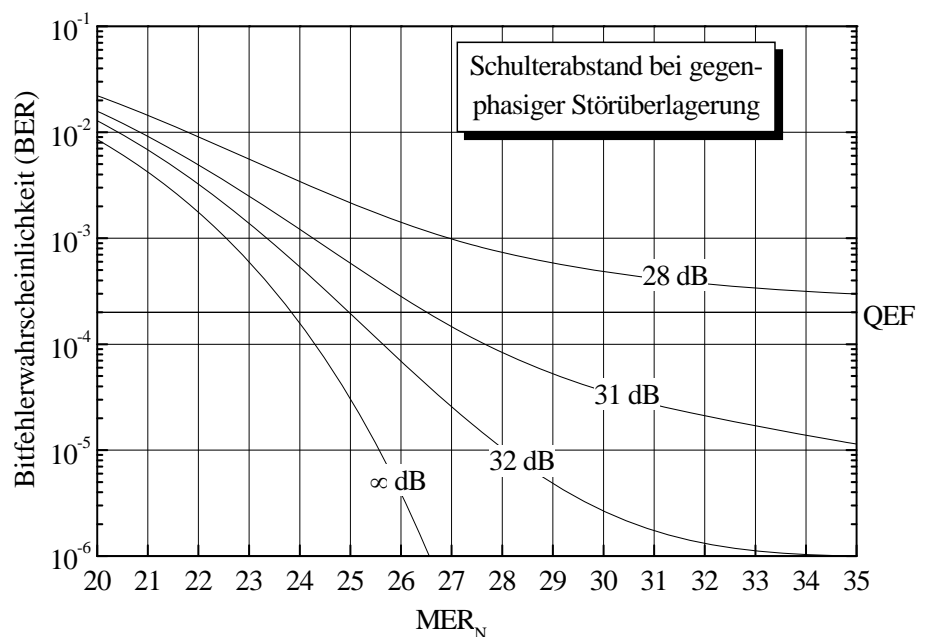


Abbildung 5.25:
Bitfehlerwahrscheinlichkeiten einer 64-QAM-Übertragung bei gleichzeitiger Überlagerung von gleichphasigen Kreuzmodulationsstörungen und additivem gaußförmigen Rauschen



6 Empfehlungen für die Auslegung einer DVB-Bezugskette

Eine Voraussetzung für die Einspeisung von DVB-C-Signalen in BK-Netze ist die Bereitstellung der dafür benötigten Frequenz-Ressourcen. Wie bereits in Kapitel 2 erwähnt wurde, sind heute in Deutschland praktisch alle Netze für die Übertragung bis zu einer Frequenz von mindestens 450 MHz ausgelegt. Bei einer Belegung des Frequenzbandes entsprechend Abbildung 4.5 können neben 31 PAL-Signalen, einem DSR-Signal und den UKW-Rundfunksignalen zusätzlich 15 DVB-C-Signale übertragen werden. Die zusätzliche Einspeisung von DVB-C-Signalen darf jedoch nur erfolgen, wenn sich die Qualität der herkömmlichen Signale nur soweit verschlechtert, daß die für die PAL-Signale festgelegten Güteigenschaften der analogen Bezugskette (siehe Abschnitt 2.2) auch weiterhin eingehalten werden. Da die DVB-C-Signale in dieselben Kabelnetze eingespeist werden wie die PAL-Signale, wurden in Abschnitt 3.5 die für die PAL-Signale festgelegten Güteparameter auf Werte umgerechnet, die für eine DVB-C-Übertragung gültig sind. Dabei wurde eine Leistungsreduktion der DVB-C-Signalleistungen gegenüber den PAL-Bildträgerleistungen¹ um 10 dB und eine übertragene Symbolrate von 6,9 Mbaud angenommen. Unter diesen Randbedingungen werden schon heute in vielen BK-Netzen DVB-C-Signale übertragen, wodurch der Nachweis für die Möglichkeit bereits erbracht ist, daß ein Service auch mit der Koexistenz von PAL- und DVB-C-Signalen anzubieten ist. 15 DVB-C-Signale stellen bei Anwendung der 64-QAM eine gesamte Nutzdatenrate zur Verfügung, die größer ist als ein halbes Gigabit pro Sekunde. Der für den Fehlerschutz reservierte Anteil ist bei dieser Zahl bereits herausgerechnet worden. Werden im Durchschnitt etwa 6 Mbit/s für ein TV-Programm reserviert, so können im Mittel 6 TV-Programme pro 8-MHz-Kanal und derzeit insgesamt 90 TV-Programme übertragen werden. Reicht diese Übertragungskapazität nicht aus, so muß das Kabelnetz aufgerüstet werden. Dafür ergeben sich verschiedene Möglichkeiten, auf die an dieser Stelle allerdings nicht näher eingegangen wird, da eine Netzaufrüstung immer im Hinblick auf eine mögliche Einführung von Kommunikationsdiensten durchgeführt werden sollte. Da das Thema der bidirektionalen Übertragung von Kommunikationssignalen nicht in dieser Ausarbeitung behandelt wird, fällt auch der Aspekt der Netzaufrüstung aus dem Rahmen der Arbeit. Empfehlungen für die zukünftige Auslegung von BK-Netzen werden z.B. in [ANGA] gegeben.

¹ Die PAL-Signale werden, wie bereits in Abschnitt 2.1 erläutert, in vielen BK-Netzen mit einem preemphasebehafteten Betriebspegel übertragen. Die Leistung des PAL-Signals mit dem größten Betriebspegel dient im folgenden als Referenzwert für die jeweils angegebenen Leistungsreduktionsfaktoren der DVB-C-Signale.

Eine parallele Übertragung von PAL-Signalen und DVB-C-Signalen wird es noch über viele Jahre hinweg in vielen BK-Netzabschnitten geben. Unter diesem Aspekt ist es sinnvoll, die bestehende analoge Bezugskette für PAL-Signale um Güteparameter zu erweitern, die auf die Übertragungscharakteristika der DVB-C-Signale zugeschnitten sind. Deshalb sollen in Abschnitt 6.1 Empfehlungen für einen derartigen Parallelbetrieb aufgestellt werden. Erst nach einer langjährigen Übergangsphase erscheint es möglich, die BK-Netze für eine ausnahmslos auf DVB-C-Signalen basierende Übertragung zu nutzen. In diesem Fall würden alle Rundfunkdienste per DVB-C angeboten werden, unabhängig davon, ob es sich um Fernsehen, Hörrundfunk oder Datenrundfunk handelt. Da die Güteparameter der analogen Bezugskette aufgrund der dann fehlenden PAL-Signale nicht mehr beachtet werden müssen, ergeben sich für die Einspeisung der DVB-C-Signale völlig andere Randbedingungen. Es kann eine Bezugskette für DVB-C-Signale geschaffen werden, die allerdings auf die bestehenden Netze und die installierte Gerätetechnik abgestimmt werden muß. Empfehlungen für die Auslegung einer unter den neuen Randbedingungen auf die DVB-C-Signale zugeschnittenen, DVB-Bezugskette werden in Abschnitt 6.2 gegeben.

Bei einer Kaskadierung von verschiedenen Netzebenen innerhalb der Bezugskette akkumulieren sich die in den einzelnen Netzebenen verursachten Übertragungsstörungen. Daher stellt sich die Frage, mit welchen Qualitätsunterschieden die einzelnen Netzebenen ausgelegt werden müssen. Als Faustregel kann für die DVB-C-Signale gesagt werden, daß die jeweils nächst höhere Netzebene eine mindestens um den Faktor 10 geringere Bitfehlerwahrscheinlichkeit haben sollte, damit die Auswirkungen der in ihr auftretenden Übertragungsstörungen zu vernachlässigen sind (vgl. auch Abbildung 3.10). Bei einer DVB-C-Übertragung ist außerdem die Möglichkeit zu beachten, daß die Signale z.B. in der Kopfstelle regeneriert werden können. Der am Ausgang der Kopfstelle gemessene Datenstrom besitzt dann dieselben Qualitätsmerkmale, wie sie der Datenstrom am Ausgang des Studios besessen hatte. Das bedeutet, daß bei einer Regenerierung der DVB-C-Signale in der Kopfstelle faktisch nur die beiden letzten Netzebenen für eine Bezugskettenauslegung betrachtet werden müssen. Allerdings ist derzeit die Tendenz zu erkennen, daß immer mehr Netze aus Gründen einer kosteneffizienteren Nutzung zu größeren Einheiten zusammengefaßt werden, so daß dieser Vorteil nicht verallgemeinernd angenommen werden kann.

Ein weiterer wichtiger Aspekt bei einer Bezugskettenauslegung ist der, daß stets das schwächste Glied der Kette qualitätsbestimmend ist. Daher ist es angebracht, die nichtidealen Eigenschaften der DVB-C-Empfänger immer mit zu berücksichtigen. Aus den in [JAEGER4] durchgeführten Untersuchungen (siehe auch Abschnitt 5.1) ging hervor, daß heutige Empfänger häufig einen internen Signal-Rausch-Abstand von nicht mehr als etwa 30 dB besitzen. Dies war der Grund, weshalb eine Übertragung mit einer 256-QAM praktisch nicht durchgeführt werden konnte. Bei einer 64-QAM-Übertragung ergab sich eine durch die

verwendeten Empfänger verursachte END^1 von etwa 1 dB, die sich bei der Übertragung einer 16-QAM auf etwa 0,5 dB reduzierte. Dieses Qualitätsmerkmal besaßen die Empfänger, mit denen die in Kapitel 5 beschriebenen Messungen durchgeführt wurden. Sie müssen unbedingt auch in den folgenden Abschnitten beachtet werden.

Basierend auf den in den vorhergehenden Kapiteln gewonnenen Untersuchungsergebnissen, werden in den Abschnitten 6.1 und 6.2 Systemuntersuchungen durchgeführt, die hauptsächlich auf den in Kapitel 5 gewonnenen Erkenntnissen beruhen. Diese Ergebnisse, die im wesentlichen die Auswirkungen der verschiedenen Übertragungsstörungen auf einzelne DVB-C-Signale beschrieben haben, werden auf eine Übertragung mit vielen PAL- und DVB-C-Signalen extrapoliert. Die bisher aufgestellten Randbedingungen - wie die Modellierung der Übertragungskanäle durch das in Abschnitt 4.1 erwähnte Kanalmodell oder die Netzstruktur der Bezugskette (siehe Abschnitt 2.1) - werden ebenso im folgenden weiter beachtet wie die durch die Übertragungstests identifizierten Qualitätsmerkmale der DVB-C-Empfänger. Auf eine Überprüfung der im folgenden dokumentierten Ergebnisse durch Systemsimulationen und/oder Übertragungsmessungen, so wie sie bei den bisherigen Untersuchungen durchgeführt wurden, mußte im Rahmen dieser Arbeit verzichtet werden, weil der für derartige Systemuntersuchungen erforderliche technische Aufwand nicht im Rahmen dieser Arbeit bereitzustellen war.

6.1 Gemischte Belegung mit PAL- und DVB-C-Signalen

In vielen BK-Netzen werden heutzutage die DVB-C-Signale zusätzlich zu den PAL-Signalen eingespeist. Dabei ist zu beachten, daß die für die PAL-Signale gültigen Vorgaben der analogen Bezugskette (siehe Abschnitt 2.2) nicht verletzt werden. In Gesprächen mit verschiedenen Europäischen Kabelnetzbetreibern wurde deutlich, daß sich nicht für alle BK-Netze dieselben Randbedingungen ergeben, sondern daß sie sich teilweise widersprechen können: In einigen Fällen gilt als oberstes Gebot, daß die Pegel der PAL-Signale unter gar keinen Umständen abgesenkt werden dürfen, um den in der Bezugskette festgelegten minimalen Signal-Rausch-Abstand nicht zu unterschreiten. In anderen Fällen darf die Gesamtleistung des hochfrequenten Signalgemisches nicht angehoben werden, da die Leistung der Intermodulationsprodukte stärker ansteigt als die Leistung der PAL-Signale und dadurch der CTB- und der CSO-Abstand unter die von der Bezugskette festgelegten Werte gelangen würden. Aufgrund dieser beiden Forderungen wird deutlich, daß sich das Kernproblem bei einer zusätzlichen Einspeisung von DVB-C-Signalen auf die Optimierung der verschiedenen Signalpegel und die daraus resultierende Maximierung des Signal-Rausch- bzw. Signal-Intermodulations-Abstands konzentriert. Deshalb soll zunächst untersucht

¹ „Equivalent Noise Degradation“ (END) wurde in [ETR290] als Verschlechterung der gemessenen Kurve gegenüber der theoretischen Kurve eines idealen Empfängers bei einer BER von $2 \cdot 10^{-4}$ definiert.

werden, in welcher Größenordnung eine Leistungsreduktion der DVB-C-Signale gegenüber den PAL-Bildträgern durchgeführt werden kann. Als Kriterium wird die MER herangezogen, die sich direkt vor der Symbolentscheidung ergibt. Aus den in Kapitel 5 durchgeführten Untersuchungen ist bekannt, daß Schmalband-Interferenzen und Gleichkanalstörungen von terrestrisch ausgestrahlten PAL-Signalen erst einen Einfluß haben werden, wenn der Signal-Interferenz-Abstand von den durch die analoge Bezugskette definierten Werten von 60 dB auf Werte sinkt, die unterhalb von 30 dB liegen. Dies würde bedeuten, daß sich bei gleichbleibendem Schirmungsmaß der Kabel der Pegel des DVB-C-Signals gegenüber dem PAL-Pegel um mehr als 30 dB verringern müßte. Wegen der hohen in der analogen Bezugskette festgelegten Güteparameter werden diese Arten von Störungen praktisch keinen Einfluß auf eine DVB-C-Übertragung haben. Um diese Störeinflüsse allerdings nicht völlig zu vernachlässigen, wird bei der folgenden MER-Berechnung pauschal eine geringfügige Verschlechterung um 0,5 dB veranschlagt. Ausgehend von dem oben beschriebenen Einführungsszenario, das eine Leistungsreduktion der DVB-C-Signale gegenüber den PAL-Bildträgern um 10 dB vorsieht, werden die nachfolgend aufgeführten Störeinflüsse berücksichtigt:

1. Das innerhalb des BK-Netzes auftretende Rauschen hat entsprechend der Bezugkettenmerkmale eine Leistung, die einen minimalen Signal-Rausch-Abstand von 31,4 dB verursachen kann (siehe Abschnitt 3.5).
2. Entsprechend den in Abschnitt 5.1 erwähnten Untersuchungsergebnissen kann das Verhalten der für die Messung herangezogenen DVB-C-Empfänger durch einen empfängerinternen Signal-Rausch-Abstand von $C/N_i = 30$ dB beschrieben werden.
3. Nach Abschnitt 3.5 kann die minimale Echodämpfung einer Reflexion 11 dB betragen. Werden zusätzlich die in Abschnitt 5.5 als „worst case“ identifizierten Reflexionseigenschaften einer sehr kurzen Echolaufzeit ($\Delta\tau \ll T_s$) und eines negativen Phasenwinkels zwischen Hauptsignal und Echo angenommen, so reduziert sich nach **Abbildung C.1** der effektiv nutzbare Signal-Rausch-Abstand um $\Delta MER_N \cong -3$ dB. Diese Störabstandsverschlechterung betrifft, wie in Abschnitt 5.5 bereits erläutert wurde, nur denjenigen Teil des Rauschens, der nicht von den Reflexionen beeinflusst wird und sich erst nach den Reflexionen dem DVB-C-Signal überlagert. Im Kanalmodell aus Abschnitt 4.1 wird der Anteil durch das empfängerinterne Rauschen repräsentiert, so daß sich der angenommene empfängerinterne Signal-Rausch-Abstand von 30 dB auf 27 dB verringert.
4. Die in realen Empfängern verwendeten Entzerrerfilter haben, wie in Abschnitt 5.5.3 erläutert, nur eine begrenzte Korrekturfähigkeit, deren Einfluß durch eine Verringerung der MER um etwa 0,5 dB berücksichtigt werden kann.

Für die Berechnung der MER muß die Rauschleistung, die sich dem DVB-C-Signal auf dem Übertragungskanal überlagert, zu der empfängerinternen Rauschleistung addiert werden. Weil in dieser Ausarbeitung alle Störungen nicht mit Leistungsangaben, sondern nur mit Signal-Stör-Abständen quantifiziert werden, sind die reziproken Werte der beiden entsprechenden Signal-Rausch-Abstände zu addieren, wobei die durch das Echo bedingte Reduzierung des empfängerinternen Signal-Rausch-Abstands zu berücksichtigen ist. Aus dieser Summe ist wiederum der Kehrwert zu bilden. Nachdem aus diesem Ergebnis der Logarithmus zur Basis

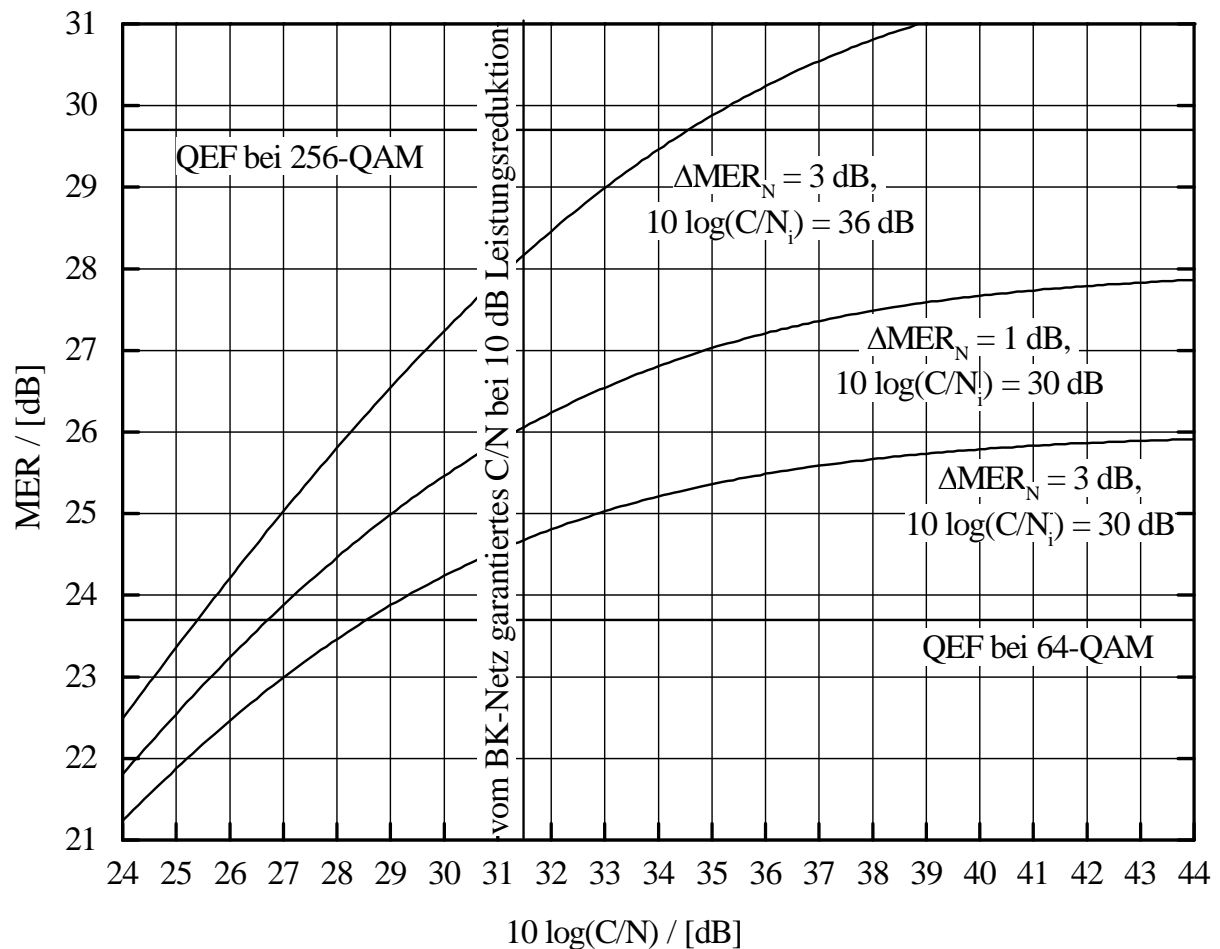


Abbildung 6.1: MER als Funktion des hinter dem Übertragungskanal gemessenen, logarithmischen Signal-Rausch-Abstandes, wenn einerseits verschiedene durch Reflexionen verursachte ΔMER_N -Werte angenommen und andererseits unterschiedliche empfängerinterne Signal-Rausch-Abstände berücksichtigt werden

10 gebildet wurde, müssen die beiden obenerwähnten 0,5-dB-Werte subtrahiert werden. Es ergibt sich für die MER die folgende Gleichung:

$$\text{MER} = 10 \cdot \log \left(\left(\frac{10^{\frac{\Delta\text{MER}_N}{10}}}{\frac{C}{N_i}} + \frac{1}{\frac{C}{N}} \right)^{-1} \right) - 0,5\text{dB} - 0,5\text{dB}. \quad (6.1)$$

Das Ergebnis der Gleichung (6.1) ist mit den oben erläuterten Parametern für $\Delta\text{MER}_N = -3$ dB und $10 \cdot \log(C/N_i) = 30$ dB als Funktion vom logarithmischen Signal-Rausch-Abstand des AWGN-Kanals in **Abbildung 6.1** dargestellt. Neben der als senkrechte Linie bei 31,4 dB eingezeichneten Grenze sind als waagerechte Linien die für den QEF-Fall bei einer 64-QAM-

Übertragung und einer 256-QAM-Übertragung erforderlichen MER-Grenzen eingezeichnet¹. Anhand des untersten Funktionsgraphen in Abbildung 6.1 ist zu erkennen, daß eine Einspeisung der DVB-C-Signale mit einer Leistungsreduktion von 10 dB unter den oben gemachten Annahmen und bei einer 64-QAM-Übertragung eine Systemreserve von etwa 1 dB nach sich zieht. Wird die Leistung der DVB-C-Signale noch weiter reduziert, so verschiebt sich die senkrechte Linie, die das vom BK-Netz garantierte C/N kennzeichnet, proportional nach links. Die Systemreserve wird bei einer Leistungsreduktion von 12 dB beinahe völlig aufgebraucht. Dieser Arbeitspunkt wird durch den Schnittpunkt zwischen der 64-QAM-Grenze und dem untersten Funktionsgraphen gekennzeichnet. Eine Reduzierung der DVB-C-Signalpegel um 13 dB gegenüber dem Bildträgerpegel der PAL-Signale, wie ursprünglich für die Einführung der DVB-C-Signale alternativ vorgesehen [SCHAAF], ist innerhalb des durch die analoge Bezugskette definierten Übertragungskanal nicht möglich, wenn Empfänger mit dem oben festgelegten internen Signal-Rausch-Abstand verwendet werden. Aus diesen Untersuchungen resultiert die Empfehlung, die Leistungen der DVB-C-Signale um nicht mehr als 12 dB gegenüber den PAL-Bildträgerleistungen abzusenken.

In Abbildung 6.1 ist weiterhin zu erkennen, daß eine 256-QAM-Übertragung unter den oben festgelegten Randbedingungen nicht möglich ist. Eine Verbesserung der Übertragungseigenschaften des BK-Netzes durch eine Erhöhung des Signal-Rausch-Abstands ändert an dieser Situation nichts, da sich die 256-QAM-Grenze und der unterste Funktionsgraph in keinem Punkt schneiden. Auch eine Verringerung der Leistungsreduktion der DVB-C-Signale und eine damit verbundene Verschiebung der senkrechten, den vom BK-Netz garantierten Signal-Rausch-Abstand kennzeichnenden Linie nach rechts führt zu keinem positiven Ergebnis. Werden die Übertragungseigenschaften des Netzes durch eine Erhöhung der Echodämpfung z.B. auf den logarithmischen Wert von $20 \cdot \log(\rho) = 20$ dB verbessert, so verringert sich der Wert für die resultierende ΔMER_N auf etwa -1 dB. Dieser Fall wird durch den mittleren Funktionsgraphen in Abbildung 6.1 dargestellt. Es ist deutlich zu sehen, daß auch diese Maßnahmen kaum eine Erhöhung der MER nach sich ziehen. Erst durch eine verbesserte Empfängertechnik, die durch eine Erhöhung des empfängerinternen Signal-Rausch-Abstands um 6 dB (von 30 dB auf 36 dB) gekennzeichnet ist, führt zu einem deutlichen Anstieg der MER (vgl. den obersten Funktionsgraphen in Abbildung 6.1). Der Schnittpunkt zwischen der QEF-Grenze bei einer 256-QAM-Übertragung und dem obersten Funktionsgraphen liegt mit den neuen Randbedingungen bei $10 \cdot \log(C/N) = 34,5$ dB. Dieser Signal-Rausch-Abstand wird von der analogen Bezugskette garantiert, wenn die Leistung der DVB-C-Signale nicht um 10 dB, sondern nur um etwa 7 dB reduziert wird, denn in diesem Fall befindet sich die senkrechte, den vom BK-Netz garantierten Signal-Rausch-Abstand kennzeichnende Linie um 3 dB nach rechts verschoben und fällt genau auf den Schnittpunkt. Es wird daher empfohlen, bei einer 256-QAM-Übertragung Empfänger mit einem

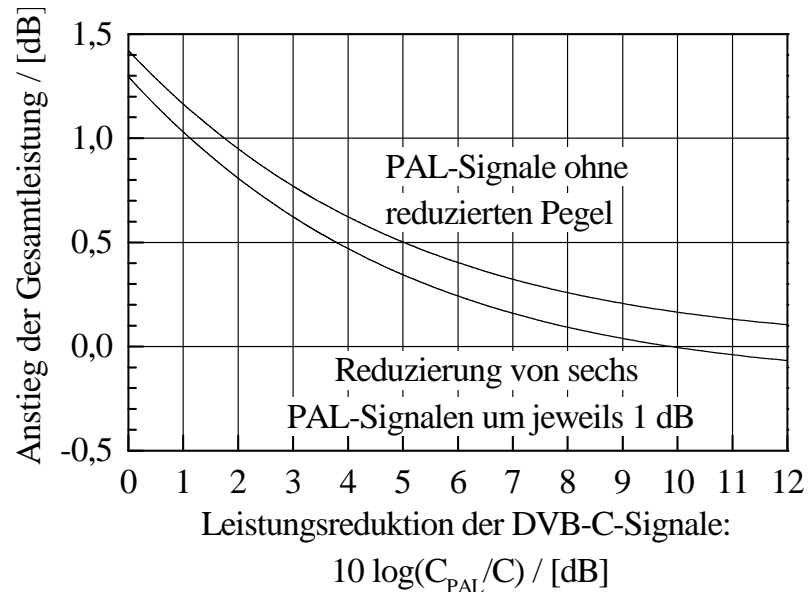
¹ Die angegebenen Werte sind bei der Überlagerung mit einer Störung gültig, deren Amplituden eine gaußförmige Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion aufweisen. Diese Bedingung ist unter der oben getroffenen Annahme, daß die Leistungen der nicht-gaußverteilten Störungen sehr gering sind, mit guter Näherung gerechtfertigt.

geräteinternen Signal-Rausch-Abstand von mindestens 36 dB einzusetzen. Unter Verwendung von Empfängern mit derartig hoher Qualität wird es möglich sein, DVB-C-Signale auch mit einer 256-QAM praktisch fehlerfrei zu empfangen, wenn die Leistungsreduktion der DVB-C-Signale gegenüber den PAL-Bildträgern maximal 7 dB beträgt. Eine Leistungsreduktion der DVB-C-Signale um nur etwa 3 bis 4 dB würde bei einer gleichzeitigen Verwendung der verbesserten Empfänger eine Systemreserve von 1 dB bewirken.

Um mögliche Konsequenzen für die PAL-Signale abschätzen zu können, muß zunächst untersucht werden, wie sich bei der Einspeisung der DVB-C-Signale die Gesamtleistung des hochfrequenten Signalgemisches verändert. Die Veränderung hängt zum einen von der Anzahl der übertragenen PAL- und DVB-Signale und zum anderen von deren individuellen Pegeln ab. Die Pegel der übrigen Signale - wie die der DSR- und der UKW-Hörrundfunksignale - haben praktisch keinen relevanten Anteil an der Gesamtleistung und sollen deshalb für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden. Als Beispiel für eine Belegung des Übertragungsspektrums wird wiederum die in Abschnitt 4.3 erläuterte Belegung bis 450 MHz herangezogen. Wie erwähnt, setzt sich das Signalgemisch in diesem Beispiel neben den nachfolgend nicht berücksichtigten DSR- und UKW-Signalen aus 31 PAL-Signalen und 15 DVB-C-Signalen zusammen. Für die Leistung eines PAL-Signals C_{PAL} muß neben der Bildträgerleistung C die Leistungen der Luminanz, der Chrominanz und der Tonsignale berücksichtigt werden, so daß C_{PAL} - wenn die in Abschnitt 5.4 durchgeführten Überlegungen zugrunde gelegt werden - um etwa 25 % größer als C ist. Die Leistung aller 31 PAL-Signale ergibt bei einer zusätzlichen Berücksichtigung der in Abschnitt 2.1 erwähnten Frequenzabhängigkeit des Betriebspegels einen auf die Bildträgerleistung normierten Wert von etwa 14,5 dBc¹, der für die späteren Untersuchungen als „Grundlast“ des BK-Netzes definiert werden soll. Wird von dem logarithmischen Wert der Summe aus allen Signalleistungen diese Grundlast subtrahiert, so ergibt sich der durch die Einspeisung der DVB-C-Signale verursachte Anstieg der Gesamtleistung des hochfrequenten Signalgemisches. Zwei numerisch berechnete Ergebnisse sind als Funktion der Leistungsreduktion der DVB-C-Signale in **Abbildung 6.2** eingezeichnet. Die Abszisse ist rechtsseitig auf den oben erläuterten Maximalwert von 12 dB begrenzt. Der kleinste auf der Abszisse aufgetragene Wert ist 0 dB. Wie zu Beginn dieses Abschnitts bereits erwähnt wurde, ist für viele Netzbetreiber wichtig, daß sich bei einer zusätzlichen Einspeisung von DVB-C-Signalen in die bestehenden BK-Netze die Gesamtleistung des hochfrequenten Signalgemisches nicht erhöht. Diese Forderung kann durch eine leichte Pegelabsenkung erfüllt werden, die nicht bei allen, sondern nur bei einigen wenigen PAL-Signalen durchgeführt werden muß. Die untere Kurve in **Abbildung 6.2** zeigt den Fall, daß die durch 15 mit einer jeweiligen Leistungsreduktion von 10 dB eingespeisten DVB-C-Signale verursachte Anhebung der Gesamtleistung kompensiert werden kann, wenn 6 PAL-Signale um jeweils 1 dB gegenüber ihren ursprünglichen Werten abgesenkt werden. Diese Möglichkeit lehnen jedoch viele Kabelnetzbetreiber ab, so daß zwangsweise eine Erhöhung der Gesamtleistung entsteht. Die

¹ Die Einheit dBc kennzeichnet die auf die PAL-Bildträgerleistung normierte Signalleistung.

Abbildung 6.2: Anstieg der Gesamtleistung des hochfrequenten Signalgemisches durch die zusätzliche Einspeisung von 15 DVB-C-Signalen als Funktion von deren jeweiliger Leistungsreduktion gegenüber der PAL-Bildträgerleistung



obere Kurve in Abbildung 6.2 zeigt den Anstieg der Gesamtleistung, wenn alle PAL-Bildträger entsprechend der ersten oben aufgestellten Forderung auch nach einer Einspeisung von DVB-C-Signalen ihre ursprünglichen Pegel behalten. Es ist zu erkennen, daß bei einer Leistungsreduktion der DVB-C-Signale um 10 dB sich die Gesamtleistung nur etwa um 0,2 dB erhöht, was praktisch keine Auswirkungen auf die Belastung der Breitbandverstärker haben dürfte. Daher wird im folgenden davon ausgegangen, daß sich die Leistungen der Intermodulationsprodukte, die zwischen den PAL-Signalen entstehen, durch die zusätzliche Einspeisung der DVB-C-Signale nicht verändern werden.

Neben den PAL-Intermodulationsprodukten sind zum einen die DVB-C-Intermodulationsprodukte zu berücksichtigen und zum anderen die Intermodulationsprodukte, die zwischen PAL- und DVB-C-Signalen entstehen. Produkte zweiter Ordnung werden z.B. jeweils zwischen einem PAL-Signal und einem DVB-C-Signal hervorgerufen. Im Fall der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung ergeben sich außerdem die Produkte, die zwischen zwei PAL-Signalen und einem DVB-C-Signal bzw. zwischen zwei DVB-C-Signalen und einem PAL-Signal entstehen. Ihre Eigenschaften und Leistungsdichtespektren können aus den in Abschnitt 5.6 durchgeführten Untersuchungen hergeleitet werden. In **Abbildung 6.3** ist der numerisch berechnete Verlauf des Frequenzspektrums von 31 PAL-Signalen, 15 DVB-C-Signalen und deren Intermodulationsprodukten zweiter und dritter Ordnung zu sehen. Damit der Rechenaufwand in einem vertretbaren Rahmen blieb, wurden bei den Untersuchungen der Einflüsse der PAL-Intermodulationsprodukte in einer ersten Näherung ausschließlich die PAL-Bildträger betrachtet. Dies ist aufgrund der hohen Leistungskonzentration der PAL-Signale (siehe Abbildung 5.14) bei deren Bildträgerfrequenzen durchaus vertretbar (siehe auch [GROTE]). Die PAL-Bildträger wurden so normiert, daß sie eine Leistung von 1 bzw. einen logarithmischen Pegel von 0 dBc erhalten. Es wurde außerdem die in Abschnitt 2.1 beschriebene Absenkung der niederfrequenten PAL-Signale um bis zu 4 dB berücksichtigt. Die drei im Hyperband eingespeisten PAL-Signale haben einen spektralen Abstand von 8 MHz, während die restlichen 28 PAL-Signale in das 7-MHz-Kanalraster eingefügt wurden.

Die 15 DVB-C-Signale haben eine Leistungsreduktion gegenüber den PAL-Bildträgern der oberen Kanäle von 10 dB. Das für die numerische Berechnung verwendete Frequenzraster hat eine Frequenzauflösung von 1 MHz, so daß sich das Leistungsspektrum eines DVB-C-Signals aus 7 spektralen Abtastwerten zusammensetzt. An der linken Ordinate kann für die DVB-C-Signale jeweils ein Pegel von etwa -18,5 dBc abgelesen werden, der sich dadurch ergibt, daß neben der bereits erwähnten Leistungsreduktion von 10 dB weitere $10 \cdot \log(7) \approx 8,5$ dB durch die Aufteilung der Gesamtleistung des DVB-C-Signals auf die 7 spektralen Stützstellen zu berücksichtigen ist. Neben den PAL- und DVB-C-Signalen sind in Abbildung 6.3 Intermodulationsprodukte zweiter und dritter Ordnung zu erkennen, die in den folgenden Schritten berechnet wurden: Zunächst wurden nur die 31 PAL-Signale in Betracht gezogen und deren Intermodulationsprodukte getrennt nach zweiter und dritter Ordnung berechnet. Entsprechend der Forderung der analogen Bezugskette wurden der k_2 - bzw. k_3 -Faktor aus Gleichung (5.47) so dimensioniert, daß sie ohne Berücksichtigung der zusätzlichen DVB-C-Signale jeweils einen minimalen Signal-Interferenz-Abstand innerhalb eines von einem PAL-Signal belegten Kanals von 57 dB erzeugen. Die berechneten Leistungsspektren sind in Anhang D dargestellt. Dieselben k_2 - bzw. k_3 -Faktoren wurden anschließend bei der Berechnung aller Intermodulationsprodukte verwendet, in die zusätzlich die DVB-C-Signale mit einbezogen wurden. Das Rechenergebnis ist ebenfalls in Abbildung 6.3 eingezeichnet. Die zwischen den PAL-Bildträgern entstandenen Intermodulationsprodukte haben aufgrund der eingeführten spektralen Auflösung von 1 MHz nicht die in der Praxis meßbare Form, die allgemein als „Störhaufen“ bezeichnet wird, sondern bestehen aus diskreten Linien. Die Annäherung durch Linien ist jedoch zulässig, wenn eine zufällige Phasenbeziehung zwischen den einzelnen Signalen und damit eine Gleichverteilung der auftretenden Phasenwinkel berücksichtigt wird. Bei der Addition der jeweiligen Intermodulationsprodukte mit derselben Frequenz sind deshalb ihre Leistungen zu verwenden [GROTE]. Die graue Fläche entsteht durch Intermodulationen, an denen die DVB-C-Signale beteiligt sind. Es entstehen teilweise Produkte, die eine ähnliche spektrale Form haben wie die DVB-C-Signale selbst. Diese Anteile liegen in vielen Bereichen des gesamten Spektrums etwa 10 dB unterhalb der diskreten Intermodulationsprodukte der PAL-Signale und stammen im Fall eines Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung aus einem Produkt zwischen einem DVB-C-Signal und einem PAL-Signal oder im Fall eines Intermodulationsproduktes dritter Ordnung aus einem Produkt zwischen einem DVB-C-Signal und zwei PAL-Signalen. Etwas unterhalb dieser teilweise noch erkennbaren Produkte liegen die Intermodulationsprodukte, an denen jeweils mindestens zwei DVB-C-Signale beteiligt sind. Wegen ihrer größeren Bandbreite überlappen sie sich im Leistungsspektrum und sind deshalb nicht mehr einzeln erkennbar. Die Störeigenschaften der DVB-C-Intermodulationsprodukte wurden bereits erläutert. Sie haben im allgemeinen einen näherungsweise rauschartigen Charakter. Es wird deshalb nach einer Einspeisung von DVB-C-Signalen bei den PAL-Signalen zu einer Verringerung des Signal-Rausch-Abstandes kommen. Wie in Abbildung 6.3 zu erkennen ist, liegen die Pegel dieser Störung allerdings noch unterhalb der Pegel der durch die PAL-Bildträger verursachten Intermodulationsprodukte. Weil für die Übertragung von PAL-Signalen der von der analogen Bezugskette garantierte Signal-Rausch-Abstand von etwa 43 dB ausreicht, tritt die Erhöhung

der Rauschleistung durch die Intermodulationsprodukte, die zwischen PAL- und DVB-C-Signale entstehen, nicht störend in Erscheinung. Ähnliches gilt auch für die durch die PAL-Bildträger verursachten Intermodulationen, die in das Übertragungsband der DVB-C-Signale fallen. Sie stören die DVB-C-Signale aufgrund der sehr viel höheren Resistenz gegenüber schmalbandigen Interferenzen, die sie im Vergleich mit PAL-Signalen besitzen (siehe Abschnitt 5.3), ebenfalls nicht.

Die Überlagerung der Intermodulationsprodukte wurde bei den Untersuchungen entsprechend dem in Abschnitt 4.1 beschriebenen Kanalmodell an einem einzigen Punkt durchgeführt. Werden in den BK-Netzen Verstärkerkaskaden verwendet, so entstehen bei jedem Verstärker Intermodulationsprodukte, die sich entlang der Kaskade aufsummieren. Die Additionsregeln der durch PAL-Signale verursachten Intermodulationsprodukte sind allgemein bekannt (siehe z.B. in [WIDMAN]). Für eine optimierte Berechnung der Akkumulation von Intermodulationsprodukten entlang einer Verstärkerkaskade werden die frequenzabhängigen Intermodulationseigenschaften jedes einzelnen eingesetzten Breitbandverstärkers benötigt. Dies wurde im Rahmen des in [CHEN] beschriebenen Verfahrens für die Übertragung von PAL-Signalen untersucht und gilt gleichsam auch für eine DVB-C-Übertragung.

Ein weiterer Aspekt, der bei der gemeinsamen Übertragung von PAL- und DVB-C-Signalen in BK-Netzen beachtet werden muß, ist der einer Übersteuerung von Breitbandverstärkern bzw. von aktiven optischen Elementen wie Lasern. Dieser Effekt wird häufig auch als

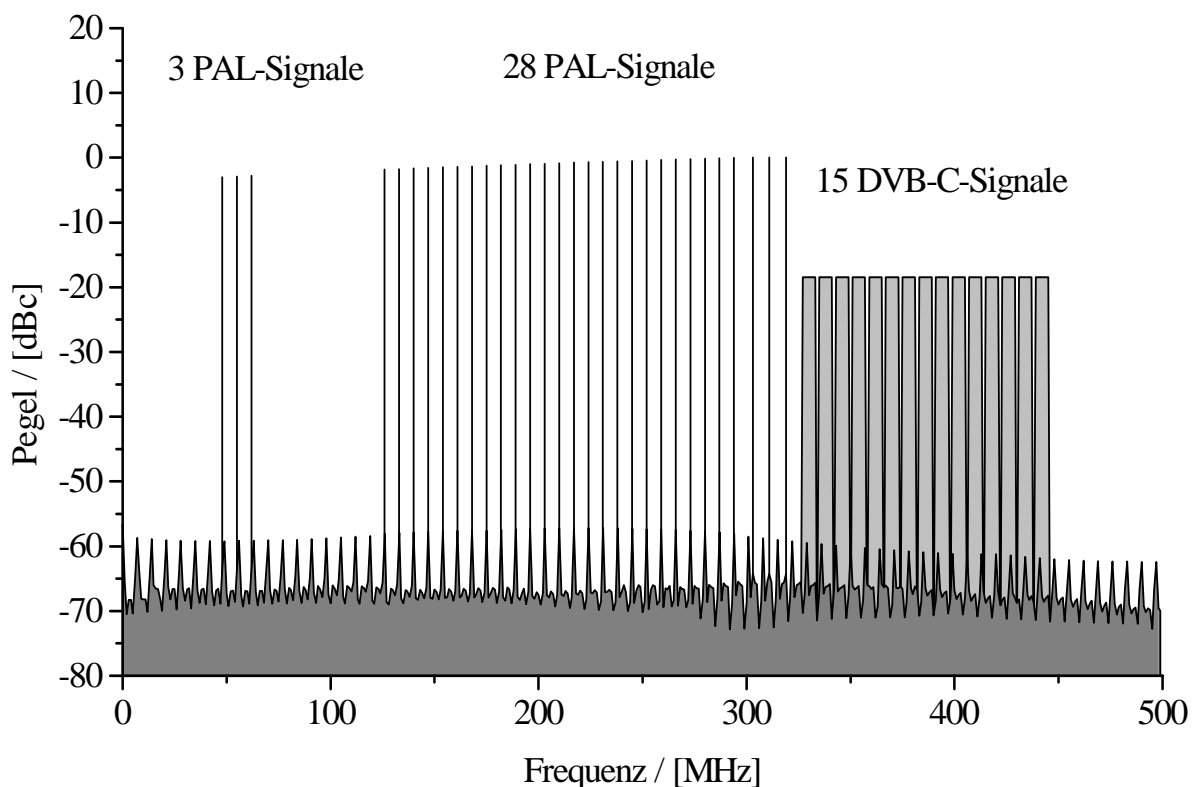


Abbildung 6.3: Numerisch berechnetes Leistungsspektrum von 31 PAL- und 15 DVB-C-Signalen und ihren Intermodulationsprodukten zweiter und dritter Ordnung ($k_2 \approx 6,7 \cdot 10^{-8}$, $k_3 \approx 9,1 \cdot 10^{-9}$)

„Clipping“ bezeichnet und verursacht impulsförmige Störungen. In verschiedenen Untersuchungen (z.B. [MAEDA], [LU] oder [GHOSH]) wurde versucht, die stochastischen Eigenschaften der impulsförmigen Störungen durch unterschiedliche statistische Modelle zu beschreiben, die jedoch zu keinen befriedigenden Lösungen führten. Durch die von Middleton aufgestellte Theorie [MIDDLE] (siehe auch [LESLIE]) können Impulsstörungen zwar grundsätzlich beschrieben werden, eine gute Übereinstimmung der theoretischen Werte mit denen, die in der Praxis gemessen werden können, ist ähnlich wie bei der Akkumulation der Intermodulationsstörungen jedoch nur durch die Berücksichtigung der in der Praxis vorhandenen Übertragungseigenschaften des jeweiligen BK-Netzes zu erreichen und konnte - aus bereits erwähnten Gründen - im Rahmen dieser Arbeit nicht detailliert untersucht werden. Die impulsförmigen Störungen bewirken, daß die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei einer QAM-Übertragung - als Funktion des Signal-Rausch-Abstandes aufgetragen - bei hohen Bitfehlerraten bzw. geringen Signal-Rausch-Abständen nur unwesentlich beeinflusst wird, während sie bei hohen Signal-Rausch-Abständen sehr schnell gegen einen minimalen Grenzwert konvergiert. Der Grenzwert hängt ganz wesentlich von der Auftretswahrscheinlichkeit der Impulsstörung und deren Amplituden ab. Der Zusammenhang zwischen Auftretswahrscheinlichkeit und Amplituden muß in der Praxis gemessen werden. Liegen die Meßergebnisse in Form eines Histogramms vor, kann eine mittlere Impulsstörleistung ermittelt werden. Der sich daraus ergebende logarithmische „Signal-Impuls-Abstand“ muß nach den in [PHAM] für eine optische Übertragung gewonnenen Erkenntnissen mindestens größer sein als 44 dB, damit bei einer 64-QAM-Übertragung eine zusätzliche Erhöhung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch das „Clipping“ vernachlässigt werden kann.

6.2 Belegung nur mit DVB-C-Signalen

Wenn der Übergang vom analogen zum digitalen Fernsehen abgeschlossen ist, werden weder PAL- noch andere analoge Signale in den BK-Netzen übertragen werden. Ziel eines jeden Netzbetreibers sollte es bei dieser Entwicklung sein, zu erreichen, daß zukünftig für die Übertragung von Rundfunksignalen ausschließlich DVB-C-Signale verwendet werden. Dies gilt für die Übertragung sowohl von Fernsehrundfunksignalen als auch von Daten- oder Hörrundfunksignalen. In diesem Fall könnte der gesamte zur Verfügung stehende Frequenzbereich mit DVB-C-Signalen belegt werden.

Neben Rundfunkdiensten werden bereits heute auch Kommunikationsdienste über die BK-Netze angeboten, die eine bidirektionale Signalübertragung erfordern. Die vom DVB-Projekt festgelegte DVB-RCC-Spezifikation (siehe Abschnitt 3.6) beschreibt ein mögliches Verfahren, das zu diesem Zweck eingesetzt werden kann. In DVB-RCC wird u.a. festgelegt, daß der untere Frequenzbereich der Übertragung in Richtung Kopfstelle („Upstream“) dient. Es wird empfohlen, einen Frequenzbereich zu benutzen, der zwischen 5 MHz und 65 MHz liegt. Sehr viele europäische Netzbetreiber kommen derzeit der Empfehlung nach und rüsten

ihre BK-Netze entsprechend um. Störungen zwischen den Upstream-Signalen¹ und den DVB-C-Signalen können prinzipiell durch den Einsatz von Filtern vermieden werden. Wird im folgenden von der recht konservativen Annahme ausgegangen, daß eine ausreichende Dämpfung des Upstream- von dem Rundfunkfrequenzbereich innerhalb einer Frequenzoktave realisiert werden kann, so könnte der für die DVB-C-Signale reservierte Frequenzbereich bei 130 MHz beginnen. Auf diese Weise wäre es möglich, in einem aus 8 MHz breiten Kanälen bestehenden Frequenzraster bis 450 MHz genau vierzig Übertragungskanäle einzurichten. Bei einer Nutzung der Übertragungsbänder IV und V bis 862 MHz könnten sogar insgesamt einundneunzig Übertragungskanäle mit einer Bandbreite von jeweils 8 MHz bereitgestellt werden.

Für die in diesem Abschnitt durchgeführten Untersuchungen wird angenommen, daß ausschließlich DVB-C-Signale im BK-Netz von der Kopfstelle zu den Empfängern übertragen werden. Diese Randbedingung ist für ein zukünftiges Szenario durchaus realistisch, da zum einen bereits heute Radioprogramme und Datensignale per DVB-C übertragen werden, und weil zum anderen die zukünftig im Frequenzbereich der Rundfunksignale übertragenen Kommunikationssignale im Downstream nach der in Abschnitt 3.6 vorgestellten „In-Band“-Lösung der DVB-RCC-Spezifikation eine DVB-C-spezifische Modulation und Kanalcodierung haben werden. DVB-RCC wird derzeit von vielen europäischen Netzbetreibern für die bidirektionale Übertragung favorisiert. Downstream-Signale, die nach dem „Out-of-

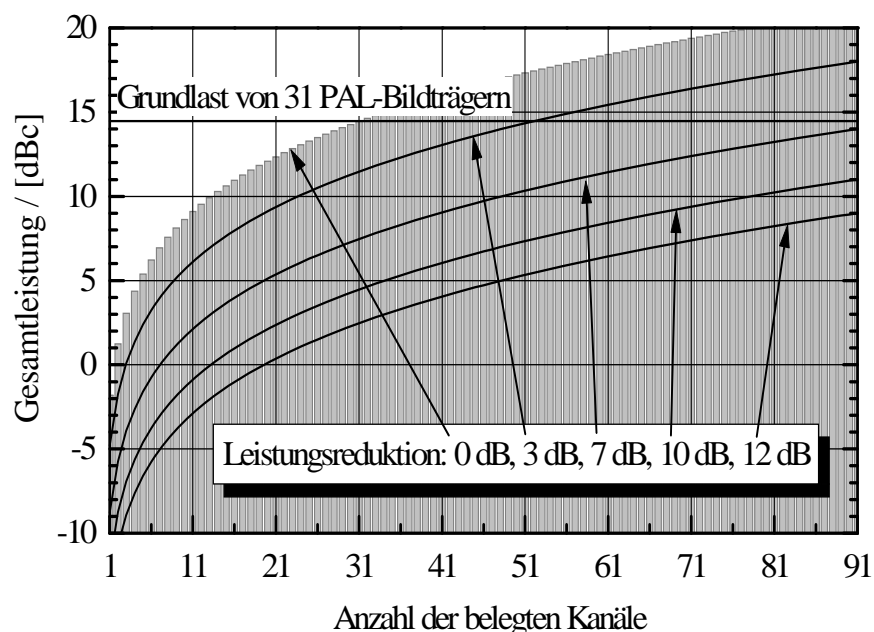


Abbildung 6.4: Numerisch berechnete Gesamtleistung, die sich bei einer Einspeisung von DVB-C-Signalen in ein BK-Netz in Abhängigkeit von der Anzahl der belegten Kanäle und unter Beachtung einer Leistungsreduktion zum heutigen PAL-Bildträgerpegel ergibt.

¹ Die Upstream-Signale seien an dieser Stelle nur wegen des Aspektes der Frequenzplanung erwähnt. Weil sie für die weiteren Betrachtungen keine Rolle spielen, werden sie auch nicht näher erläutert.

Band“-Prinzip der DVB-RCC-Spezifikation übertragen werden, können ebenfalls in das gleiche Frequenzband eingespeist werden wie die „In-Band“- und die DVB-C-Signale. Sie haben andere physikalische Eigenschaften als die DVB-C-Signale, die jedoch bei einer Systemauslegung nicht beachtet zu werden brauchen. Der Grund dafür liegt in der Tatsache, daß nur sehr wenige „Out-of-Band“-Signale ausreichen, um für die an das BK-Netz angeschlossenen interaktionsfähigen Endgeräte genug Kanalkapazität zur Kommunikation bereitzustellen. In der Praxis ist für eine Downstream-Übertragung durch die „Out-of-Band“-Signale ein um den Faktor 8 geringerer Frequenzbereich zu reservieren als für die gesamte Upstream-Übertragung. Der Faktor 8 ergibt sich durch eine Festlegung in der DVB-RCC-Spezifikation, die besagt, daß maximal 8 Upstream-Kanäle einem einzigen Downstream-Kanal zugeordnet werden können. Das bedeutet, daß für die Kommunikation der Endgeräte mit den in der Kopfstelle installierten Geräten für jeden Downstream-Kanal 8 Upstream-Kanäle eingerichtet werden können. Da nach der oben erwähnten Empfehlung der Upstream-Frequenzbereich eine Bandbreite von maximal 60 MHz besitzen sollte, reicht für den „Out-of-Band“-Downstream in der Praxis eine Übertragungsbandbreite von 8 MHz aus.

In einem nächsten Schritt soll untersucht werden, wie groß die Leistung des gesamten HF-Signals einerseits in Abhängigkeit von der Anzahl der belegten Kanäle und andererseits in Abhängigkeit von den Leistungen der einzelnen DVB-C-Signale ist. Obwohl, wie erwähnt, in diesem Betrachtungsfall keine PAL-Signale mehr übertragen werden, soll aus Kontinuitätsgründen auch weiterhin anstatt der tatsächlichen Leistung immer die Leistungsreduktion angegeben werden, die die DVB-C-Signale gegenüber dem oben definierten PAL-Betriebspegel¹ haben. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß in den folgenden Betrachtungen für die DVB-C-Signale dieselbe frequenzabhängige Pegelabsenkung der im unteren Spektralbereich übertragenen Signale berücksichtigt wurde wie bei den PAL-Signalen. Der mit der Preemphase behaftete Betriebspegel wurde in diesem Fall über das Hyperband hinaus bis 862 MHz extrapoliert. Dies hätte zur Folge, daß sich im Fall einer Übertragung ohne Leistungsreduktion bei allen denjenigen DVB-C-Signalen, die oberhalb von 450 MHz übertragen werden, eine Leistung ergäbe, die größer als der PAL-Betriebspegel wäre. Die frequenzabhängigen Pegel können in der spektralen Darstellung der DVB-C-Signale in Abbildung 6.5 gut erkannt werden. Bei der Berechnung der Gesamtleistung aller DVB-C-Signale wurde diese Frequenzabhängigkeit beachtet. Die Rechenergebnisse sind in **Abbildung 6.4** als Funktion der Anzahl der belegten Kanäle eingezeichnet. Für alle Kurven, mit Ausnahme der obersten Kurve, wurde aus Gründen einer übersichtlicheren Darstellung ein stetiger Verlauf gewählt. Tatsächlich verändert sich die Leistung natürlich von Kanal zu Kanal um diskrete Werte, so wie es anhand des obersten, durch einzelne Balken visualisierten Funktionsgraphen zu erkennen ist. Bei den Berechnungen wurde davon ausgegangen, daß die Kanalbelegung mit dem untersten Kanal beginnt und nach zunehmenden Frequenzen fortgeführt wird. Als Kurvenparameter dient der Leistungsreduktionsfaktor der DVB-C-Signale. Die unterste Kurve stellt die Gesamtleitung

¹ Nach Abschnitt 2.1 dient als Betriebspegel der Pegel des bei 442 MHz eingespeisten PAL-Signals.

dar, wenn die DVB-C-Signale mit der oben hergeleiteten, für 64-QAM-Signale maximal möglichen Leistungsreduktion von 12 dB übertragen werden. Es ist zu erkennen, daß die gesamte HF-Leistung selbst bei einer Belegung von 91 Übertragungskanälen um etwa 5,5 dB unterhalb der als waagerechte Linie eingetragenen Grundlast liegt, die, wie in Abschnitt 6.1 definiert wurde, die Gesamtleistung der heute eingespeisten 31 PAL-Signale wiedergibt. Auch die Einspeisung mit einem Leistungsreduktionsfaktor von 10 dB ist möglich, wobei die Gesamtleistung aller 91 DVB-C-Signale noch von etwa 3,5 dB unterhalb der waagerechten Referenzmarke der als Grundlast definierten Leistung bleibt. Wie in Abschnitt 6.1 erläutert, ist eine 256-QAM-Übertragung nur bei Verwendung von hochqualitativen Empfängern zu erreichen, wenn außerdem die Signalpegel nicht mehr als um 7 dB abgesenkt werden. Die Gesamtleistung aller 91 Signale ist in diesem Fall mit der Grundlast des Systems nahezu identisch. Erst bei einer Verringerung des Leistungsreduktionsfaktors auf 3 dB, so wie es oben für eine 256-QAM-Übertragung empfohlen wird, übersteigt die Gesamtleistung die Grundlast um etwa 3,5 dB, so daß die Breitbandverstärker um diesen Wert höher angesteuert werden und sich dadurch die Intermodulationsstörungen erhöhen. Welche Auswirkungen der Anstieg der Intermodulationsstörungen auf die DVB-C-Übertragung haben kann, soll im folgenden untersucht werden. Als Randbedingung wird festgelegt, daß die Kennlinien der Breitbandverstärker (bzw. der optischen aktiven Elemente) und damit die Werte für den k_2 - und k_3 -Faktor gegenüber den im letzten Abschnitt benutzten Werten unverändert bleiben. Das Ergebnis der Berechnung des Leistungsspektrums der Intermodulationsprodukte zweiter und dritter Ordnung ist in **Abbildung 6.5** als grau unterlegte Fläche dargestellt. Weil die Bandbreite aller 91 DVB-C-Signale größer ist als die untere Grenzfrequenz des gesamten für die Übertragung genutzten Frequenzbandes, fallen Intermodulationsprodukte sowohl zweiter Ordnung als auch dritter Ordnung in den Nutzfrequenzbereich hinein. Es wird durch die Überlagerung der Störspektren der Intermodulationsprodukte zweiter und dritter Ordnung ein resultierendes Spektrum erzeugt, das einen von der Frequenz nahezu unabhängigen und dem Spektrum von AWGN sehr ähnlichen Verlauf besitzt. Am linken Rand des Spektrums ergeben sich bei den Frequenzen 0 MHz und 7 MHz zwei diskrete Spektralanteile, deren Entstehung in Abschnitt 5.6.1.1 bereits erläutert wurde (siehe auch Anhang A). Auch die in ihrer spektralen Form den DVB-C-Signalen entsprechenden Kreuzmodulationsprodukte wurden bei der Berechnung berücksichtigt. Aufgrund des preemphasebehafteten Betriebspegels und des nahezu weißen Störspektrums besitzt das im untersten Kanal übertragene DVB-C-Signal den geringsten „Signal-Intermodulations-Abstand“. Wird, wie bereits in Abschnitt 5.6.1.2, der Schulterabstand als Maß für einen Signal-Intermodulations-Abstand herangezogen, so ist in **Abbildung 6.5** ein Wert abzulesen, der noch oberhalb von 40 dB liegt. Aus **Abbildung 5.24** ist zu erkennen, daß sich bei einem Schulterabstand von etwa 32 dB eine END von etwas mehr als 1 dB ergibt, so daß bei einer Belegung des gesamten Frequenzbandes mit 91 DVB-C-Signalen die Intermodulationsprodukte nicht bis auf kritische Werte ansteigen werden. Der Einsatz der verwendeten Breitbandverstärker mit ihren sehr linearen Kennlinien ist der Grund für die hohe Unterdrückung der Intermodulationsstörungen.

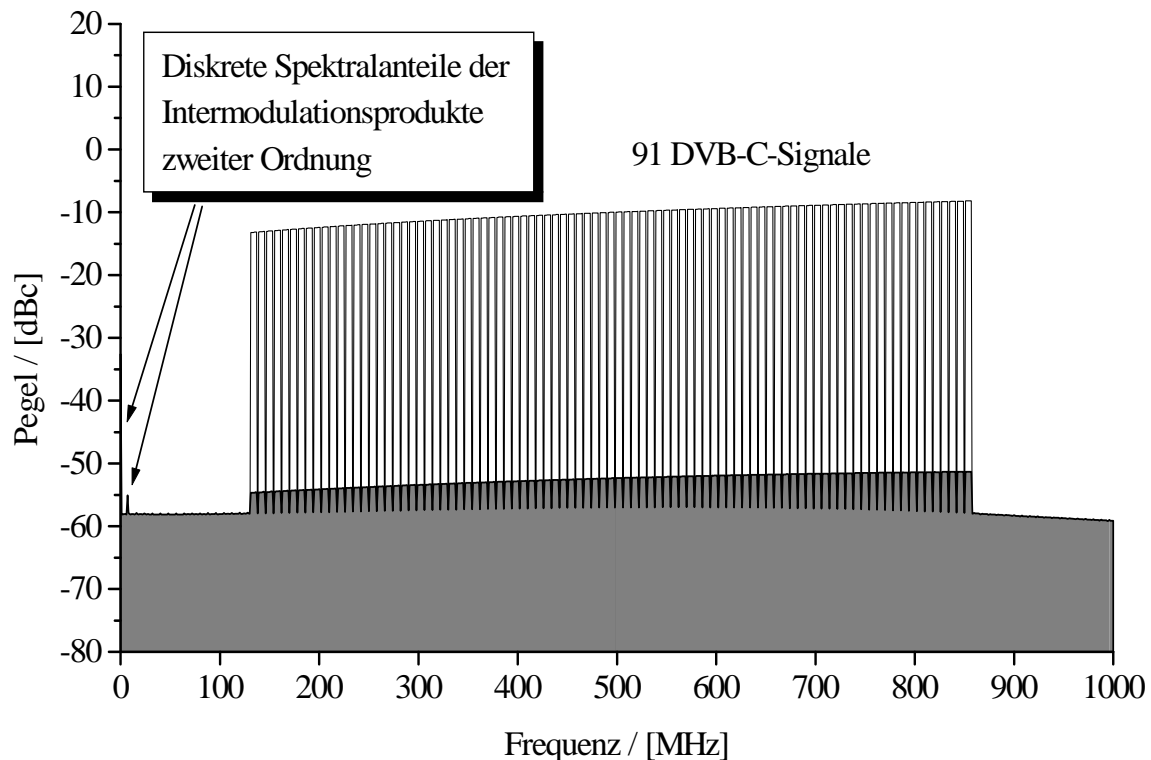


Abbildung 6.5: Numerisch berechnetes Leistungsspektrum der 91 DVB-C-Signale mit ihren Intermodulationsprodukten zweiter und dritter Ordnung ($k_2 \approx 6,7 \cdot 10^{-8}$, $k_3 \approx 9,1 \cdot 10^{-9}$)

Genau wie in Abschnitt 6.1 soll auch in diesem Abschnitt auf das Problem der Amplitudenbegrenzung durch die Breitbandverstärker hingewiesen werden. Die Spitzenamplitude, die sich bei einer Netzspeisung mit 91 DVB-C-Signalen ergibt, ist sehr viel größer als die bei einer kombinierten Übertragung von 31 PAL- und 15 DVB-C-Signalen auftretenden Spitzenamplitude, wenn die DVB-C-Signalleistungen nur um 3 dB gegenüber dem PAL-Betriebspegel reduziert werden. Deshalb wird das „Clipping“-Problem bei einer Übertragung von 91 DVB-C-Signalen unter Umständen noch stärker in Erscheinung treten als in dem in Abschnitt 6.1 besprochenen Fall der kombinierten Übertragung. Das Clipping verursacht impulsartige Störsignale, aufgrund derer die Bitfehlerwahrscheinlichkeit unabhängig von den weiteren Übertragungsstörungen einen minimalen Wert nicht unterschreiten kann. Diese Erscheinung wird auch als „BER floor“ bezeichnet. Die Höhe des „BER floor“ ist von verschiedenen Übertragungseigenschaften der in den Kabelnetzen verwendeten Komponenten abhängig, deren Analyse, wie bereits erwähnt, nur auf der Basis von Übertragungstest durchgeführt werden kann, was im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich war. Die hohe Spitzenamplitude, die sich bei einer nicht-synchronisierten Übertragung der 91 DVB-C-Signale ergibt, ist durch die Synchronisierung der DVB-C-Signale um etwa 3 dB reduzierbar. Es ist dazu notwendig, alle für die Übertragung benutzten Taktsignale in der Kopfstelle phasensynchron zu erzeugen und in gleichen Abständen zwischen 0 und 2π zu verteilen. Dadurch wird verhindert, daß die Spitzenamplituden von verschiedenen DVB-C-Signalen zeitgleich auftreten können. Auf diese Art des synchronisierten Betriebs der Kopfstelle wurde bereits in Abschnitt 5.6.1.1 hingewiesen.

7 Zusammenfassung

Im Gegensatz zur Übertragung von analogen Fernsehsignalen, bei der die Festlegung von Grenzwerten verschiedener Störungen in Abhängigkeit von der durch subjektive Tests ermittelten Bildqualität erfolgen mußte, kann bei der Übertragung von DVB-C-Signalen die Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER), mit der ein Datenstrom übertragen werden kann, als Qualitätsmerkmal herangezogen werden. Die BER kann durch geeignete Rechenmodelle näherungsweise berechnet werden. Eine Voraussetzung für die Erstellung der Modelle ist die genaue Kenntnis der Übertragungsparameter des bei der Übertragung digitaler Signale verwendeten Übertragungsverfahrens. Deshalb wurde in Kapitel 3 die DVB-C-Spezifikation vorgestellt. Es wurden ihre Übertragungsparameter mit dem Ergebnis untersucht, daß das durch die DVB-C-Spezifikation beschriebene Verfahren nahezu ideale Übertragungseigenschaften aufweist. Im Fall einer Überlagerung durch AWGN ergaben sich nur sehr geringe Unterschiede im Verlauf der BER-Kurve gegenüber der systemtheoretisch idealen BER-Kurve. Diese Differenzen wurden bei den in den darauffolgenden Kapiteln durchgeführten Berechnungen wegen ihrer praktisch nicht vorhandenen Bedeutung vernachlässigt.

Neben den theoretischen Berechnungen wurden alle Übertragungsstörungen auf dem Rechner simuliert. Das hierfür notwendige Übertragungsmodell wurde in Kapitel 4 entwickelt. Es besteht, grob unterteilt, aus einem DVB-C-Sendermodul, einem DVB-C-Empfängermodul und einem Modul für einen Übertragungskanal. Das implementierte Kanalmodell sollte die komplexen BK-Netze möglichst praxisnah nachbilden. In Kapitel 2 wurden aus diesem Grund die Struktur der BK-Netze am Beispiel der für analoge Fernsehsignale bereits seit Jahren existierenden Bezugskette erläutert und ihre Güteparameter vorgestellt. Um die theoretischen Rechenergebnisse und die Simulationsergebnisse durch Übertragungstests verifizieren zu können, wurde ein komplettes Übertragungssystem in Hardware entwickelt und realisiert. Bei den Übertragungstests wurde unter anderem festgestellt, daß es bei der Aufstellung einer DVB-Bezugskette sehr wichtig ist, die Güteparameter der am BK-Netz angeschlossenen Empfänger mit einzubeziehen. Werden in einer ersten Näherung die Empfängereigenschaften durch eine empfängerinterne Rauschquelle beschrieben, so ist für eine 64-QAM-Übertragung in einem BK-Netz, das entsprechend der analogen Bezugskette aufgebaut ist, ein geräteinterner Signal-Rausch-Abstand von mindestens 30 dB ausreichend. Dieser Wert konnte von einigen der bei den Messungen eingesetzten Empfänger eingehalten werden, während andere nicht so hohe Empfangsqualitäten besaßen. Ein geräteinterner Signal-Rausch-Abstand von 30 dB ist allerdings für die Übertragung mit einer 256-QAM zu gering, so daß die Geräte, die

für die Messungen zur Verfügung gestanden haben, in der Regel für die Bereitstellung eines DVB-Services unter Nutzung einer 256-QAM nicht geeignet waren. Der geräteinterne Signal-Rausch-Abstand sollte in diesem Fall mindestens 36 dB betragen.

Kapitel 5 beschreibt die Untersuchungen der Auswirkungen einzelner Störungen auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Aufgrund der unterschiedlichen physikalischen Erscheinungsform der Störungen konnten sechs verschiedene Eigenschaften ausgearbeitet werden, durch die sich die einzelnen Störungen charakterisieren lassen: Die Störungen können statistische oder deterministische Eigenschaften besitzen. Sie wirken sich im Signalraum des DVB-C-Signals entweder additiv oder multiplikativ aus. Außerdem kann eine Störung im Abtastzeitpunkt korreliert oder unkorreliert zum Nutzsignal sein. Eine besondere Rolle spielt bei der Analyse der Störungen das gaußförmige Rauschen, das in allen realen Systemen präsent ist. Das empfängerinterne Rauschen ist bei einer gegenphasigen Überlagerung des DVB-C-Nutzsignals mit einer Kurzzeit-Reflexion besonders störend, wenn die Kurzzeit-Reflexion eine geringe Dämpfung besitzt. Neben den Intersymbol-Interferenzen, die von guten Entzerrern zum großen Teil wieder ausgeglichen werden können, bewirkt das Echo eine Reduzierung der effektiv nutzbaren Signalleistung. Dadurch vermindert sich auch der effektive Signal-Rausch-Abstand im Empfänger, und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit steigt an.

Ein Beispiel für deterministische Störungen wird durch schmalbandige Interferenzen beschrieben, die einen abrupten BER-Abfall bewirken, sobald der Signal-Interferenz-Abstand einen für die jeweilige Modulationsart markanten Wert überschreitet, wenn bei der numerischen Berechnung der BER-Kurve ideale Empfängereigenschaften vorausgesetzt werden. Durch die zusätzliche Überlagerung z.B. von Rauschstörungen eines realen Empfängers fällt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit nur allmählich ab, so daß die QEF-Grenze von $\text{BER} = 2 \cdot 10^{-4}$ bei Berücksichtigung eines geräteinternen Signal-Rausch-Abstands von 30 dB erst bei einem um ca. 6 dB höheren Signal-Interferenz-Abstand erreicht wird als bei Verwendung eines Empfängers ohne interne Störungen.

Die mathematische Beschreibung von Intermodulationsstörungen, die zwischen DVB-C-Signalen auftreten, wird in Anhang A und Anhang B ausführlich hergeleitet. Die statistischen Eigenschaften der einzelnen Intermodulationsprodukte werden ebenso berechnet wie ihre Leistungsdichtespektren. Basierend auf diesen Ergebnissen werden in Abschnitt 5.6 ihre Störauswirkungen beschrieben. Während Intermodulationsprodukte im DVB-C-Signalraum als additive Störungen zu erkennen sind, haben die Kreuzmodulationsprodukte einen multiplikativen Charakter. Eine typische Eigenschaft von multiplikativen Störungen ist die, daß sie sich besonders auf die äußeren Signalraumpunkte negativ auswirken. Neben den Kreuzmodulationsprodukten weisen auch Störungen durch Phasenrauschen multiplikative Eigenschaften auf, die jedoch im Gegensatz zu den radial verlaufenden Signalraumverzerrungen der Kreuzmodulationsstörungen konzentrisch zum Signalraumursprung ausgerichtet sind.

Basierend auf den in Kapitel 5 gewonnenen Untersuchungsergebnissen werden in Kapitel 6 Empfehlungen für die Auslegung einer DVB-Bezugskette gegeben. Dazu wird eine Fallunterscheidung durchgeführt. Eine zusätzliche Einspeisung von DVB-C-Signalen in BK-Netze, in denen auch PAL-Signale übertragen werden, darf nur unter der Randbedingung erfolgen, daß die Übertragungsstörungen nicht die in der analogen Bezugskette festgelegten Maximalwerte übersteigen. Es wird empfohlen, die in erster Näherung durch eine zusätzliche Rauschquelle nachbildbaren nichtidealen Empfängereigenschaften mit in die Auslegung der Bezugskette einzubeziehen. Unter der Berücksichtigung der Eigenschaften heute am Markt bereits verfügbarer DVB-C-Empfänger wird empfohlen, die Leistung der DVB-C-Signale bei einer 64-QAM-Übertragung um nicht mehr als 12 dB gegenüber dem PAL-Betriebspegel zu reduzieren. Bei der Verwendung von DVB-C-Empfängern mit geräteinternen Signal-Rausch-Abständen von größer als jeweils 36 dB kann für die Übertragung eine 256-QAM verwendet werden; der Pegel dieser Signale sollte um weniger als 7 dB gegenüber dem PAL-Betriebspegel abgesenkt werden. Die optimalen Pegelwerte unterscheiden sich von Netz zu Netz und liegen etwas oberhalb der angegebenen Grenzen. Unter Einhaltung dieser Randbedingungen werden die Übertragungsstörungen, die sich den DVB-C-Signalen überlagern hauptsächlich gaußförmigen Charakter haben, und mit der Annahme, daß die analoge Bezugskette die Übertragungseigenschaften heutiger BK-Netze tatsächlich wiedergibt, kann auch eine 256-QAM-Übertragung durchgeführt werden. Durch eine Belegung von 15 Kanälen mit DVB-C-Signalen ist es möglich, dem Verbraucher eine Datenrate von insgesamt mehr als 700 Mbit/s bereitzustellen.

Nach einer begrenzten Übergangszeit werden keine analogen Fernsehsignale mehr in den BK-Netzen übertragen werden, so daß das gesamte Übertragungsspektrum für eine Belegung mit 91 DVB-C-Signalen zur Verfügung steht. Eine Ausnahme bilden die für die Upstream-Signale bereitgestellten Frequenz-Ressourcen und ein Frequenzbereich, der für die Duplex-Filterung reserviert werden muß. Die gesamte Übertragungskapazität aller DVB-C-Signale kann so auf über 5,5 Gbit/s angehoben werden. Aufgrund der unveränderten netzspezifischen Güteigenschaften bezüglich minimalen garantierten Signal-Rausch-Abstandes und maximaler Echodämpfung ist eine Veränderung der DVB-C-Betriebspegel gegenüber den oben angegebenen Werten nicht zu empfehlen. Die Gesamtleistung aller DVB-C-Signale liegt in diesem Fall etwa in derselben Größenordnung wie die Leistung des aus 31 PAL- und 15 DVB-C-Signalen bestehenden Signalgemisches; allerdings werden die Spitzenamplituden größer sein. Zwar kann dieses Phänomen durch geeignete Maßnahmen in der Kopfstelle begrenzt werden, dennoch werden die Hauptstörungen je nach Konfiguration der Übertragungsparameter durch nichtlineare Übertragungseigenschaften hervorgerufene impulsartige Störungen und Intermodulationsstörungen sein.

Die im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse bilden die Grundlage für weitere praktische Untersuchungen, die für die endgültige Festlegung von Güteparametern einer DVB-Bezugskette notwendig sind und die in Form von Feldversuchen mit einer großen Anzahl von DVB-C-Signalen durchgeführt werden müssen.

Anhang A

Berechnung der Eigenschaften von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung

Den Ansatz für die Berechnungen liefert das Zeitsignal für ein Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung, das allgemein durch ein Produkt aus zwei DVB-C-Signalen beschrieben werden kann. Nach der Multiplikation der beiden DVB-C-Signale wird das Ergebnis in einzelne Intermodulationsprodukte getrennt, die an den unterschiedlichen spektralen Positionen entstehen. Alle Intermodulationsprodukte mit Bandpaß-Charakter werden jeweils in eine Kosinus- und eine Sinus-Komponente zerlegt und als komplexwertige Größe im äquivalenten Basisband betrachtet. Es werden drei unterschiedliche Typen von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung identifiziert, die sich jeweils aus mehreren, als Teilprodukte zweiter Ordnung bezeichneten Termen zusammensetzen. Die Teilprodukte können in zwei unterschiedliche Fälle (*allgemeiner Fall* und *Sonderfall*) aufgeteilt werden, für die jeweils die statistischen Größen bestimmt und die resultierenden Impulsformen berechnet werden. Aus diesen Ergebnissen können deren Autokorrelationsfunktionen hergeleitet und die spektralen Leistungsdichten berechnet werden. Die spektralen Leistungsdichten der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung können anschließend aus den spektralen Leistungsdichten der verschiedenen Teilprodukte gewonnen werden.

Zeitsignale der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung

Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung können im Zeitbereich durch eine Multiplikation von zwei DVB-C-Signalen beschrieben werden. Unter Verwendung von Gleichung (3.21) folgt:

$$\begin{aligned} s_{IM2}(t) &= s_{DVB,c}(t) \cdot s_{DVB,c'}(t) \\ &= \left[s_{I,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) + s_{Q,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \right] \cos((\omega_{c'} - \omega_c)t) \\ &\quad - \left[s_{Q,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) - s_{I,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \right] \sin((\omega_{c'} - \omega_c)t) \\ &\quad + \left[s_{I,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) - s_{Q,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \right] \cos((\omega_{c'} + \omega_c)t) \\ &\quad - \left[s_{Q,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) + s_{I,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \right] \sin((\omega_{c'} + \omega_c)t). \end{aligned} \tag{A.1}$$

In diesem allgemeinen Fall sind die beiden Trägerkreisfrequenzen $2\pi f_c = \omega_c$ und $2\pi f_{c'} = \omega_{c'}$ der DVB-C-Signale unterschiedlich. Die Mittenkreisfrequenzen der Produktsignale liegen sowohl bei der Differenz als auch der Summe der beiden Trägerkreisfrequenzen. Jede Sinus- bzw. Kosinus-Komponente kann im äquivalenten Basisband durch einen Realteil bzw. einen Imaginärteil beschrieben werden. Jeder Realteil und jeder Imaginärteil besteht wiederum aus zwei Termen, die als Teilprodukte zweiter Ordnung bezeichnet werden sollen und die, je nach betrachtetem Fall, zueinander addiert oder voneinander subtrahiert werden. Ein wichtiger *Sonderfall* tritt bei $c \equiv c'$ auf. Er beschreibt die Wechselwirkung eines DVB-C-Signals mit sich selber:

$$\begin{aligned} s_{IM2}(t) &= \left(s_{DVB,c}(t) \right)^2 \\ &= \left[\left(s_{I,c}(t) \right)^2 + \left(s_{Q,c}(t) \right)^2 \right] \\ &\quad + \left[\left(s_{I,c}(t) \right)^2 - \left(s_{Q,c}(t) \right)^2 \right] \cos(2 \cdot \omega_c t) - 2 \cdot s_{Q,c}(t) \cdot s_{I,c}(t) \cdot \sin(2 \cdot \omega_c t). \end{aligned} \quad (A.2)$$

In diesem *Sonderfall* entstehen Intermodulationsprodukte bei der Frequenz Null und bei der doppelten Trägerkreisfrequenz des DVB-C-Signals $2 \cdot \omega_c$.

Analyse der Teilprodukte zweiter Ordnung

Die Teilprodukte zweiter Ordnung sind reellwertige Signale und können jeweils durch ein Produkt aus zwei DVB-C-Signalkomponenten (Inphase- bzw. Quadratur-Komponente) berechnet werden.

$$s_{c,c'}(t) = s_c(t) \cdot s_{c'}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_c(i) \cdot g(t - iT_s) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{c'}(k) \cdot g(t - kT_s). \quad (A.3)$$

Die Beschreibung des Teilproduktes durch die Multiplikation der Momentanwerte beider Komponenten ist zulässig, wenn die nicht synchrone Beziehung zwischen den beiden Elementarimpulsen $g(t)$ berücksichtigt wird. Dies kann durch die Einführung einer zusätzlichen relativen Zeitverschiebung $\Delta\tau$ erfolgen:

$$s_{c,c'}(t) = s_c(t) \cdot s_{c'}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_c(i) \cdot g(t - iT_s) \cdot d_{c'}(i) \cdot g(t - iT_s + \Delta\tau). \quad (A.4)$$

Ein Teilprodukt kann also genau wie eine einzelne Signalkomponente als ein Signal interpretiert werden, das sich aus einem statistischen und einem deterministischen Anteil zusammensetzt. Der deterministische Anteil wird durch die resultierende, verzerrte Impulsform des Teilproduktes gebildet. Die statistischen Eigenschaften der Teilprodukte sind periodisch bzgl. einer zeitlichen Verschiebung um eine Symbolperiode T_s . Alle Werte der relativen Zeitverschiebung zwischen $0 \leq \Delta\tau \leq T_s$ treten gleich häufig auf. Außerdem kann $\Delta\tau$

in dem betrachteten Intervall als stationär angenommen werden. In der Literatur werden derartige periodisch stationäre Eigenschaften häufig als „zyklostationär“ bezeichnet.

Statistische Eigenschaften der Teilprodukte zweiter Ordnung

Die Unterschiede der Teilprodukte entstehen dadurch, daß entweder d_c und $d_{c'}$ voneinander statistisch unabhängig sind ($c \neq c'$) oder daß es sich um ein und dieselbe DVB-C-Signalkomponente handelt ($c \equiv c'$). Der erste Fall stellt den *allgemeinen Fall* dar. Er ergibt sich bei einer Multiplikation von zwei unterschiedlichen DVB-C-Signalen bzw. aus der Kombination der Inphase- mit der Quadratur-Komponente eines einzigen DVB-C-Signals. Aufgrund der statistischen Unabhängigkeit zwischen d_c und $d_{c'}$ berechnen sich die möglichen Symbolzustände der Teilprodukte im *allgemeinen Fall* zu:

$$d_c(a) \cdot d_{c'}(a') \in \left[\frac{2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right] \cdot \left[\frac{2 \cdot a' - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right] \quad \text{mit: } a, a' = 1, \dots, \sqrt{M}. \quad (\text{A.5})$$

Über die Auftrittswahrscheinlichkeit der einzelnen Symbolzustände

$$P_{c,c'} = 1/M \quad (\text{A.6})$$

ergeben sich entsprechend Gleichung (3.5) der lineare Erwartungswert

$$\begin{aligned} E\{d_c \cdot d_{c'}\} &= P_{c,c'} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (d_c(a) \cdot d_{c'}(a')) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c(a) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} d_{c'}(a') \\ &= m_c \cdot m_{c'} = m_{c,c'} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

und entsprechend Gleichung (3.6) der quadratische Erwartungswert bzw. die Varianz

$$\begin{aligned} E\{(d_c \cdot d_{c'})^2\} &= P_{c,c'} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (d_c^2(a) \cdot d_{c'}^2(a')) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c^2(a) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} d_{c'}^2(a') \\ &= \sigma_c^2 \cdot \sigma_{c'}^2 = \sigma_{c,c'}^2 = 1. \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Die Teilprodukte haben somit ähnliche statistische Eigenschaften wie die Inphase- bzw. die Quadratur-Komponente eines DVB-C-Signals.

Für den *Sonderfall* $c \equiv c'$ berechnen sich die möglichen Symbolzustände der Teilprodukte zweiter Ordnung nach Gleichung (A.9):

$$d_c(a) \cdot d_c(a) = d_c^2(a) \in \left[\frac{2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right]^2 \quad \text{mit: } a = 1, \dots, \sqrt{M}. \quad (\text{A.9})$$

Es sind in diesem Fall nur \sqrt{M} unterschiedliche Zustände möglich. Da sie alle im Mittel gleich häufig auftreten, ergeben sich die Auftrittswahrscheinlichkeit

$$P_{c,c} = 1/\sqrt{M} \quad (\text{A.10})$$

und der lineare Erwartungswert, dem ein Mittelwert von

$$E\{(d_c \cdot d_c)\} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c^2(a) = m_{c,c} = 1 \quad (\text{A.11})$$

entspricht. Aufgrund des von Null verschiedenen Mittelwertes $m_{c,c}$ berechnet sich die Varianz zu:

$$E\left\{\left((d_c \cdot d_c) - m_{c,c}\right)^2\right\} = P_{c,c} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} (d_c^2(a))^2 - m_{c,c}^2 = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c^4(a) - m_{c,c}^2 = \sigma_{c,c}^2. \quad (\text{A.12})$$

Der Reihenausdruck in Gleichung (A.12) entspricht dem quadratischen Erwartungswert des Teilproduktes und ist von der gewählten QAM-Variante abhängig. Die numerisch errechneten Ergebnisse sind in **Tabelle A.1** zu sehen. Außerdem sind der lineare Erwartungswert und die Varianz eingetragen.

Anzahl der Symbolzustände \sqrt{M}	quadratischer Erwartungswert $E\{(d_c^2)^2\}$	linearer Erwartungswert $E\{d_c^2\} = m_{c,c}$	Varianz des Teilproduktes $E\{(d_c^2 - m_{c,c})^2\} = \sigma_{c,c}^2$
$\sqrt{16} = 4$	1,64	1	0,64
$\sqrt{64} = 8$	1,76	1	0,76
$\sqrt{256} = 16$	1,79	1	0,79

Tabelle A.1: Statistiken des *Sonderfalls* der Teilprodukte zweiter Ordnung, die sich bei verschiedenen QAM-Varianten ergeben

Autokorrelationsfunktionen der Teilprodukte zweiter Ordnung

Nachdem im vorausgehenden Abschnitt die Statistiken der Teilprodukte zweiter Ordnung berechnet wurden, sollen nun ihre mittleren Autokorrelationsfunktionen aufgestellt werden. Der allgemeine Ansatz einer mittleren Autokorrelationsfunktion für ein Teilprodukt ergibt sich in Anlehnung an Gleichung (3.18) zu:

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{TP2}}(\tau) = \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \text{AKF}_{\text{dd}'}(\lambda) \cdot \overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S). \quad (\text{A.13})$$

Mit $\text{AKF}_{\text{dd}'}(\lambda)$ wird die Autokorrelationsfolge beschrieben, die sich aus dem Produkt der beiden Symbolfolgen d_c und $d_{c'}$ ergibt. Aus dem Produkt der beiden Elementarimpulse $g(t)$ und $g(t+\Delta\tau)$ kann zunächst eine Energie-Autokorrelationsfunktion $\text{AKF}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S + \Delta\tau)$ berechnet werden, die von der relativen Zeitverschiebung $\Delta\tau$ beider Impulse abhängig und deshalb zeitvariant ist. Nach [CATTER, Abschnitt 2.4.2] ist für zyklstationäre Prozesse eine zeitliche Mittelung über eine Symbolperiode zulässig. Da alle Zeitverschiebungen, wie oben erläutert, im Mittel gleich häufig auftreten, berechnet sich eine mittlere Energie-Autokorrelationsfunktion $\text{AKF}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S)$ durch den linearen Mittelwert, der innerhalb einer Symboldauer T_S entsteht:

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S) = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \text{AKF}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S + \Delta\tau) d(\Delta\tau). \quad (\text{A.14})$$

Für den *allgemeinen Fall* der Teilprodukte zweiter Ordnung ergibt sich bei Berücksichtigung der in den Gleichungen (A.7) und (A.8) berechneten statistischen Eigenschaften der Signale die mittlere Autokorrelationsfunktion

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{cc}'}(\tau) = \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \sigma_{c,c'}^2 \cdot \delta(\lambda) \cdot \overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S) = \frac{\sigma_{c,c'}^2}{T_S} \overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau). \quad (\text{A.15})$$

Für den *Sonderfall* der Teilprodukte zweiter Ordnung ergibt sich bei Berücksichtigung der in den Gleichungen (A.11) und (A.12) berechneten statistischen Eigenschaften der Signale die mittlere Autokorrelationsfunktion

$$\begin{aligned} \overline{\text{AKF}}_{\text{cc}}(\tau) &= \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \left(\sigma_{c,c}^2 \cdot \delta(\lambda) + m_{c,c}^2 \right) \cdot \overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S) \\ &= \frac{\sigma_{c,c}^2}{T_S} \overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau) + \frac{m_{c,c}^2}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \overline{\text{AKF}}_{\text{gg}'}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_S). \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Berechnung der spektralen Leistungsdichten der Teilprodukte zweiter Ordnung

Die spektralen Leistungsdichten der Teilprodukte zweiter Ordnung ergeben sich jeweils durch eine Fourier-Transformation der entsprechenden mittleren Autokorrelationsfunktion. Wie oben erläutert, ist die Energie-Autokorrelationsfunktion von der relativen Zeitverschiebung $\Delta\tau$ abhängig. Durch die Festlegung der Übertragungsfunktion des Sendefilters $H(f)$ in der DVB-C-Spezifikation {siehe Gleichung (3.15)} ist es möglich, eine von $\Delta\tau$ abhängige, spektrale Energiedichte direkt im Frequenzbereich zu berechnen.

$$\text{AKF}_{\text{gg}}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_{\text{S}} + \Delta\tau) \quad (\text{A.17})$$



$$\left| G(f) * (G(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \Delta\tau}) \right|^2 = T_{\text{S}}^2 \cdot \left| H(f) * (H(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \Delta\tau}) \right|^2$$

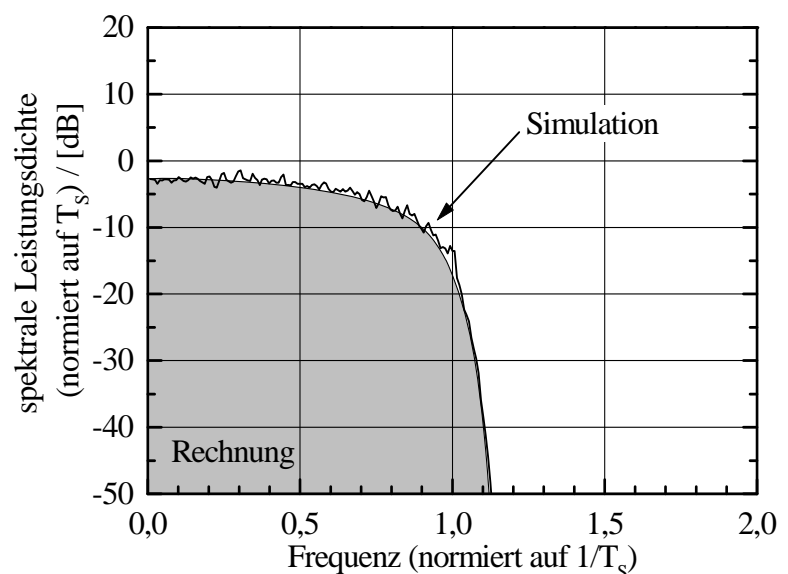
Das resultierende Energiedichtespektrum kann unter Verwendung von Gleichung (3.15) für jedes $\Delta\tau$ separat direkt im Frequenzbereich berechnet werden. Durch eine Mittelung der einzelnen resultierenden Energiedichtespektren ist es möglich, die zeitliche Mittelung aus Gleichung (A.14) im Frequenzbereich durchzuführen. Das Ergebnis ist mit der Fourier-Transformierten der mittleren Energie-Autokorrelationsfunktion identisch und soll durch die in Gleichung (A.18) angegebene Nomenklatur gekennzeichnet werden:

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{gg}}^{\text{E}}(\tau + \lambda T_{\text{S}}) \quad \text{O} \text{---} \bullet \quad T_{\text{S}}^2 \cdot \left| \overline{H(f)} * \underline{H'}(f) \right|^2. \quad (\text{A.18})$$

Die spektrale Leistungsdichte ergibt sich im *allgemeinen Fall* zu:

$$\text{LDS}_{\text{cc}}(f) = \sigma_{\text{c,c'}}^2 \cdot T_{\text{S}} \cdot \left| \overline{H(f)} * \underline{H'}(f) \right|^2 = T_{\text{S}} \cdot \left| \overline{H(f)} * \underline{H'}(f) \right|^2. \quad (\text{A.19})$$

Abbildung A.1: Zwei Möglichkeiten für die einseitige, spektrale Leistungsdichte des Teilproduktes zweiter Ordnung im *allgemeinen Fall*: Rechnung und Simulation



Das Rechenergebnis für die auf T_S normierte, einseitige, spektrale Leistungsdichte ist in Abbildung A.1 als graue Fläche dargestellt. Das entsprechende Simulationsergebnis ist ebenfalls eingetragen.

Im *Sonderfall* ergibt sich die spektrale Leistungsdichte zu:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{cc}(f) &= \left[\sigma_{c,c}^2 + \frac{m_{c,c}^2}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_S}\right) \right] \cdot T_S \cdot |\overline{H(f)} * \underline{H'}(f)|^2 \\ &= \left[0,76 + \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_S}\right) \right] \cdot T_S \cdot |\overline{H(f)} * \underline{H'}(f)|^2. \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

Das durch den zweiten Term in Gleichung (A.20) beschriebene Leistungsdichtespektrum hat die folgenden Eigenschaften:

1. Es handelt sich um ein diskretes Spektrum.
2. Es treten keine Werte bei normierten Frequenzen größer als 1,15 auf (siehe auch **Abbildung A.1**). Dadurch reduziert sich die Dirac-Impulsfolge auf drei einzelne Impulse bei den genormten Frequenzen $\lambda = -1, 0$ und $+1$.
3. Das Faltungsprodukt gewichtet die Dirac-Impulse entsprechend ihrer jeweiligen spektralen Lage.

Nach der Multiplikation des Faltungsproduktes mit der Dirac-Impulsfolge wird dessen kontinuierlicher Frequenzgang auf drei diskrete Werte reduziert. Diese Eigenschaft soll durch die Definition einer spektralen Gewichtungsfunktion

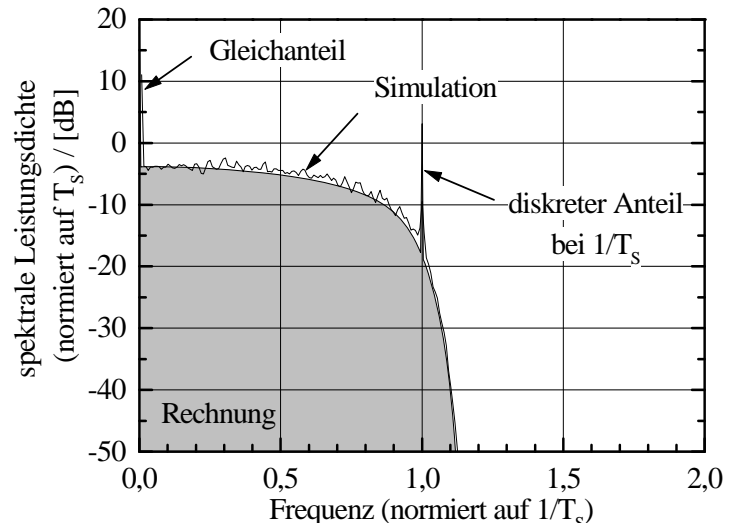
$$W(\lambda) = \begin{cases} |\overline{H(f)} * \underline{H'}(f)|^2 & \text{bei } f = \frac{\lambda}{T_S} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

berücksichtigt werden. Die Gewichtungsfunktion nimmt nach Gleichung (A.21) die drei Werte an, die das Faltungsprodukt an den Frequenzen $f = -1/T_S, 0$ und $+1/T_S$ besitzt. Mit ihr kann die spektrale Leistungsdichte des Teilproduktes im *Sonderfall* umgeschrieben werden.

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{cc}(f) &= \sigma_{c,c}^2 \cdot T_S \cdot |\overline{H(f)} * \underline{H'}(f)|^2 + m_{c,c}^2 \sum_{\lambda=-1}^1 \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_S}\right) \cdot W(\lambda) \\ &= 0,76 \cdot T_S \cdot |\overline{H(f)} * \underline{H'}(f)|^2 + \sum_{\lambda=-1}^1 \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_S}\right) \cdot W(\lambda). \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Die Ergebnisse der Gleichungen (A.20) und (A.22) sind identisch. Es kommt in Gleichung (A.22) allerdings der diskrete Charakter des zweiten Terms deutlicher zum Ausdruck, was für die weiteren Berechnungen in den folgenden Abschnitten sehr wichtig ist. Das auf T_S normierte Rechenergebnis und das Simulationsergebnis der einseitigen, spektralen Leistungsdichten sind in **Abbildung A.2** dargestellt.

Abbildung A.2: Einseitige, spektrale Leistungsdichte des Teilproduktes zweiter Ordnung im *Sonderfall*: Rechnung und Simulation



Es sind deutlich bei $f = 0$ ein Gleichanteil und bei $f = +1$ ein diskreter Anteil zu erkennen. Der letztere ergibt sich im Fall eines zweiseitigen Leistungsdichtespektrums natürlich auch bei $f = -1$. Die diskrete Linie bei $f = 1$ ist im Zeitbereich eine Sinusschwingung, die synchron zu dem zeitlichen Raster der übertragenen Symbole schwingt und die Grundwelle des Symboltaktes repräsentiert.

Spektrale Leistungsdichten der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung

Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung können entweder aus zwei verschiedenen DVB-C-Signalen {siehe Gleichung (A.1)} oder aus einem einzigen DVB-C-Signal {siehe Gleichung (A.2)} entstehen. In beiden Fällen entstehen Leistungsdichtespektren, die zum einen bei den Summenfrequenzen und zum anderen bei den Differenzfrequenzen der an der Bildung des jeweiligen Produktes beteiligten DVB-C-Signale liegen. Aus diesen vier Möglichkeiten ergeben sich, wie anschließend gezeigt wird, drei unterschiedliche Typen von Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung.

An einem Intermodulationsprodukt vom *Typ 2.1* sind zwei verschiedene DVB-C-Signale beteiligt. Nach {Gleichung (A.1)} besteht jedes Intermodulationsprodukt aus insgesamt vier Teilprodukten, von denen sich zwei auf die Kosinus- und zwei auf die Sinus-Komponente aufteilen. Alle vier Teilprodukte sind voneinander statistisch unabhängig. Deshalb ergibt sich die Gesamtleistung des Intermodulationsproduktes aus der Summe der einzelnen Leistungen der vier Teilprodukte. Die Vorzeichen der Teilprodukte brauchen wegen der Leistungsaddition nicht berücksichtigt zu werden. Die spektrale Leistungsdichte eines Intermodulationsproduktes vom *Typ 2.1* kann somit durch eine Addition von vier Leistungsdichtespektren $LDS_{C,C'}$ {siehe Gleichung (A.19)} berechnet werden. Weil ein Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung vom *Typ 2.1* immer ein Bandpaßsignal ist, müssen

zusätzlich eine Frequenztransformation sowohl nach positiven als auch nach negativen Frequenzen durchgeführt und ein zusätzlicher Faktor von $\frac{1}{2}$ berücksichtigt werden (siehe Abschnitt 3.3). Die spektrale Leistungsdichte ergibt sich für das Beispiel einer Mittenfrequenz von $f_{c'} - f_c$ zu:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM2.1}}(f) &= 4 \cdot \frac{1}{2} \cdot (\text{LDS}_{\text{cc}'}(f - f_{c'} + f_c) + \text{LDS}_{\text{cc}'}(f + f_{c'} - f_c)) \\ &= 4 \cdot \sigma_{\text{c,c}'}^2 \cdot T_S \cdot \frac{|\overline{H(f) * \underline{H}'(f - f_{c'} + f_c)}|^2 + |\overline{H(f) * \underline{H}'(f + f_{c'} - f_c)}|^2}{2} \\ &= 2 \cdot T_S \cdot \left(|\overline{H(f) * \underline{H}'(f - f_{c'} + f_c)}|^2 + |\overline{H(f) * \underline{H}'(f + f_{c'} - f_c)}|^2 \right). \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Die beschriebenen Eigenschaften der Intermodulationsprodukte vom *Typ 2.1* gelten sowohl für das Produkt, das im Spektrum bei den Differenzfrequenzen liegt, als auch für das Produkt, das bei den Summenfrequenzen liegt. Deshalb gehören alle Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung, die aus zwei unterschiedlichen DVB-C-Signalen entstehen, unabhängig von ihrer spektralen Lage immer zum *Typ 2.1*.

Ein Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung vom *Typ 2.2* entsteht bei der Quadrierung eines DVB-C-Signals und fällt auf die spektrale Position des Tiefpaßbereiches, also symmetrisch zur Frequenz Null {siehe Gleichung (A.2)}. Im äquivalenten Tiefpaßsystem kann dieser Fall durch eine Multiplikation des komplexen DVB-C-Signals mit seinem konjugiert-komplexen Ausdruck beschrieben werden.

$$\begin{aligned} s_{\text{B,IM2.2}}(t) &= s_{\text{B,c}}(t) \cdot s_{\text{B,c}}^*(t) \\ &= (s_{\text{I,c}}(t) + js_{\text{Q,c}}(t)) \cdot (s_{\text{I,c}}(t) - js_{\text{Q,c}}(t)) = s_{\text{I,c}}^2(t) + s_{\text{Q,c}}^2(t). \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Das daraus resultierende Intermodulationsprodukt besteht aus einer Addition der beiden quadrierten DVB-C-Signalkomponenten (Inphase und Quadratur). Es kann somit durch zwei im *Sonderfall* beschriebene Teilprodukte zweiter Ordnung berechnet werden.

$$s_{\text{B,IM2.2}}(t) = s_{\text{c,c}}^{(1)}(t) + s_{\text{c,c}}^{(2)}(t). \quad (\text{A.25})$$

Weil die Inphase- und die Quadratur-Komponente des DVB-C-Signals voneinander statistisch unabhängig sind, sind auch die beiden Teilprodukte $s_{\text{c,c}}^{(1)}$ und $s_{\text{c,c}}^{(2)}$ voneinander statistisch unabhängig. Der Ansatz für die Berechnung der spektralen Leistungsdichte ergibt sich zu:

$$\text{LDS}_{\text{IM2.2}}(f) = 2 \cdot \text{LDS}_{\text{cc}}(f). \quad (\text{A.26})$$

Bei der Berechnung der Wechselleistung des Intermodulationsproduktes müssen die Wechselleistungen beider Teilprodukte addiert werden. Die Gleichanteile addieren sich dagegen vektoriell:

$$\begin{aligned}
\text{LDS}_{\text{IM2.2}}(f) &= \left(2 \cdot \sigma_{c,c}^2\right) \cdot T_s \cdot \left|\overline{H(f) * \underline{H}'(f)}\right|^2 + \left(2 \cdot m_{c,c}\right)^2 \sum_{\lambda=-1}^1 \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_s}\right) \cdot W(\lambda) \\
&= 1,5 \cdot T_s \cdot \left|\overline{H(f) * \underline{H}'(f)}\right|^2 + 4 \sum_{\lambda=-1}^1 \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_s}\right) \cdot W(\lambda).
\end{aligned} \tag{A.27}$$

Ein Intermodulationsprodukt zweiter Ordnung vom *Typ 2.3* entsteht - wie bereits das Produkt vom *Typ 2.2* - aus der Quadrierung eines DVB-C-Signals. Im äquivalenten Tiefpaßsystem kann dieser Fall durch das Quadrat des komplexen DVB-C-Signals beschrieben werden.

$$s_{B,\text{IM2.3}}(t) = \left(s_{B,c}(t)\right)^2 = \left(s_{I,c}(t) + j s_{Q,c}(t)\right)^2 = s_{I,c}^2(t) - s_{Q,c}^2(t) + j 2 \cdot s_{I,c} \cdot s_{Q,c}. \tag{A.28}$$

Das äquivalente Tiefpaßsignal des Intermodulationsproduktes vom *Typ 2.2* ist ein komplexes Signal, so daß das reelle Intermodulationsprodukt einen Bandpaßcharakter hat. Das Leistungsdichtespektrum liegt in diesem Fall symmetrisch zur doppelten Trägerfrequenz des DVB-C-Signals {siehe auch Gleichung (A.2)}. Für die Kosinus-Komponente des Intermodulationsproduktes gelten ähnliche Regeln wie beim Intermodulationsprodukt vom *Typ 2.2*. Die Sinus-Komponente besteht aus einem Kreuzmodulationsprodukt zwischen der Inphase-Komponente des DVB-C-Signals und dessen Quadratur-Komponente. Beide Komponenten sind statistisch voneinander unabhängig. Deshalb kann ihr Produkt durch ein Teilprodukt vom *allgemeinen Fall* beschrieben werden. Die Teilprodukte, in Gleichung (A.28) eingesetzt, ergeben:

$$s_{B,\text{IM2.3}}(t) = s_{c,c}^{(1)}(t) - s_{c,c}^{(2)}(t) + j 2 \cdot s_{c,c}. \tag{A.29}$$

Die Berechnung der spektralen Leistungsdichte des Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung erfolgt für den *Typ 2.3* im Frequenzbereich. Dabei sind die in Abschnitt 3.3 beschriebene Frequenzverschiebung und der Faktor $\frac{1}{2}$ zu berücksichtigen:

$$\begin{aligned}
\text{LDS}_{\text{IM2.3}}(f) &= 2 \cdot \frac{\text{LDS}_{cc}(f - 2 \cdot f_c) + \text{LDS}_{cc}(f + 2 \cdot f_c)}{2} \\
&\quad + 2 \cdot \frac{\text{LDS}_{cc'}(f - 2 \cdot f_c) + \text{LDS}_{cc'}(f + 2 \cdot f_c)}{2} \\
&= \text{LDS}_{cc}(f - 2 \cdot f_c) + \text{LDS}_{cc'}(f - 2 \cdot f_c) \\
&\quad + \text{LDS}_{cc}(f + 2 \cdot f_c) + \text{LDS}_{cc'}(f + 2 \cdot f_c).
\end{aligned} \tag{A.30}$$

Für die Berechnung der Gesamtleistung des Intermodulationsproduktes werden die Wechselleistungen aus den beiden Teilprodukten $s_{c,c}^{(1)}$ und $s_{c,c}^{(2)}$ addiert. Bei der vektoriellen Addition der beiden Gleichanteile der Teilprodukte muß allerdings das negative Vorzeichen

des einen Gleichanteils {siehe Gleichung (A.29)} berücksichtigt werden, wodurch sich beide Gleichanteile gegenseitig kompensieren. Die Wechselleistung des Teilproduktes der Sinus-Komponente addiert sich zu der gesamten Wechselleistung hinzu.

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM2.3}}(f) &= \left(\sigma_{c,c}^2 + \sigma_{c,c'}^2 \right) \cdot T_s \cdot \left(\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f - 2 \cdot f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f + 2 \cdot f_c)} \right|^2 \right) \quad (\text{A.31}) \\ &= 1,76 \cdot T_s \cdot \left(\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f - 2 \cdot f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f + 2 \cdot f_c)} \right|^2 \right). \end{aligned}$$

Anhang B

Berechnung der Eigenschaften von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung

Die Analyse der Eigenschaften von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung wird nach dem gleichen Prinzip durchgeführt werden wie die der Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung. Den Ansatz für die Berechnungen liefert ein Zeitsignal. Die Gesamtheit aller Intermodulationsprodukte dritter Ordnung teilt sich in einzelne Produkte auf, deren Leistungsdichtespektren bei den verschiedenen Kombinationen der Trägerfrequenzen der drei an der Produktbildung beteiligten DVB-C-Signale liegen. Jedes Intermodulationsprodukt setzt sich aus einzelnen Teilprodukten dritter Ordnung zusammen. Die Teilprodukte können in drei unterschiedliche Fälle (*allgemeiner Fall*, *Sonderfall 1* und *Sonderfall 2*) aufgeteilt werden, für die jeweils die statistischen Größen berechnet werden. Mit den Ergebnissen wird für jeden Fall die spektrale Leistungsdichte direkt im Frequenzbereich berechnet. Anschließend werden die spektralen Leistungsdichten der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung berechnet und ihre Eigenschaften hergeleitet.

Zeitsignale der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung

Den Ansatz für die Berechnungen der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung liefert das Zeitsignal, das sich aus den Produkten von jeweils drei DVB-C-Signalen ergibt {siehe auch Gleichung (5.55)}:

$$s_{IM3}(t) = s_{QAM,c}(t) \cdot s_{QAM,c'}(t) \cdot s_{QAM,c''}(t). \quad (B.1)$$

Die Eigenschaften jedes einzelnen Produktes sind davon abhängig, ob es sich aus drei oder aus zwei verschiedenen DVB-C-Signalen oder nur aus einem einzigen DVB-C-Signal zusammensetzt.

Der *Typ 3.1* der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung wird aus drei verschiedenen DVB-C-Signalen ($c \neq c' \neq c''$) gebildet. Es entsteht bei einer Mittenfrequenz von beispielsweise $f_c - f_{c'} + f_{c''}$ ein zeitlicher Signalverlauf von:

$$\begin{aligned}
s_{IM3.1}(t) = & s_{I,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) \cdot s_{I,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& + s_{I,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) \cdot s_{I,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& + s_{I,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \cdot s_{I,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& + s_{Q,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \cdot s_{I,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& + s_{Q,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \cdot s_{Q,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& - s_{Q,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) \cdot s_{I,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& + s_{I,c}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \cdot s_{I,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t) \\
& + s_{I,c}(t) \cdot s_{I,c'}(t) \cdot s_{Q,c''}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin((\omega_c - \omega_{c'} + \omega_{c''}) \cdot t).
\end{aligned} \tag{B.2}$$

Jede Komponente (Kosinus und Sinus) des Intermodulationsproduktes vom *Typ 3.1* setzt sich aus vier Teilprodukten zusammen, die wiederum aus jeweils drei Inphase- bzw. Quadratur-Komponenten der beteiligten DVB-C-Signale bestehen.

Typ 3.2 und *Typ 3.3* der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung ergeben sich aus zwei verschiedenen DVB-C-Signalen ($c \equiv c' \neq c''$), von denen ein DVB-C-Signal quadratisch in die Berechnung eingeht. Die *Typen 3.2* und *3.3* unterscheiden sich untereinander nach der spektralen Lage der Produkte. Während sich beim *Typ 3.2* in diesem Beispiel $2 \cdot f_{c'} - f_c$ als Mittenfrequenz ergibt

$$\begin{aligned}
s_{IM3.2}(t) = & \left(s_{I,c'}^2(t) \cdot s_{I,c}(t) - s_{Q,c'}^2(t) \cdot s_{I,c}(t) \right) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos((2 \cdot \omega_{c'} - \omega_c) \cdot t) \\
& + 2 \cdot s_{I,c'}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \cdot s_{Q,c}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos((2 \cdot \omega_{c'} - \omega_c) \cdot t) \\
& - \left(s_{Q,c'}^2(t) \cdot s_{Q,c}(t) - s_{I,c'}^2(t) \cdot s_{Q,c}(t) \right) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin((2 \cdot \omega_{c'} - \omega_c) \cdot t) \\
& - 2 \cdot s_{I,c'}(t) \cdot s_{Q,c'}(t) \cdot s_{I,c}(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sin((2 \cdot \omega_{c'} - \omega_c) \cdot t),
\end{aligned} \tag{B.3}$$

fallen beim *Typ 3.3* die Intermodulationsprodukte in einen Nutzkanal (z.B. symmetrisch zu f_c), in dem das DVB-C-Signal mit der Trägerfrequenz f_c übertragen wird:

$$s_{\text{IM } 3.3}(t) = \left(s_{I,c'}^2(t) \cdot s_{I,c}(t) + s_{Q,c'}^2(t) \cdot s_{I,c}(t) \right) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_c t) \\ - \left(s_{I,c'}^2(t) \cdot s_{Q,c}(t) + s_{Q,c'}^2(t) \cdot s_{Q,c}(t) \right) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_c t). \quad (\text{B.4})$$

Ein als *Typ 3.4* bezeichnetes Intermodulationsprodukt dritter Ordnung entsteht ebenfalls bei der Frequenz f_c . Jedoch ist an der Entstehung dieser Typen jeweils nur das eine DVB-C-Signal beteiligt, das eine Trägerfrequenz f_c besitzt und somit genau in demselben Kanal übertragen wird, in den das Intermodulationsprodukt fällt. Dieses hat ein Zeitsignal entsprechend Gleichung (B.5):

$$s_{\text{IM } 3.4}(t) = \left(s_{I,c}^3(t) + s_{I,c}(t) \cdot s_{Q,c}^2(t) \right) \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \cos(\omega_c t) \\ - \left(s_{Q,c}^3(t) + s_{Q,c}(t) \cdot s_{I,c}^2(t) \right) \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \sin(\omega_c t). \quad (\text{B.5})$$

Analyse der Teilprodukte dritter Ordnung

Die oben erläuterten vier Typen von Intermodulationsprodukten dritter Ordnung stehen beispielhaft für alle Produkte, die sich bei den in Gleichung (5.55) durchzuführenden Multiplikationen ergeben. Alle weiteren Intermodulationsprodukte, die neben diesen vier Produkten entstehen, unterscheiden sich im Grunde nicht von den vier oben beschriebenen. Es ist möglich, alle Kombinationen durch Teilprodukte dritter Ordnung zusammenzusetzen, die, ähnlich wie die bereits bekannten Teilprodukten zweiter Ordnung, hergeleitet werden können. In Anlehnung an Gleichung (A.3) haben die Teilprodukte dritter Ordnung die allgemeine Form

$$s_{c,c',c''}(t) = s_c(t) \cdot s_{c'}(t) \cdot s_{c''}(t) \quad (\text{B.6}) \\ = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_c(i) \cdot g(t - iT_s) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{c'}(k) \cdot g(t - kT_s) \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{c''}(l) \cdot g(t - lT_s).$$

s_c , $s_{c'}$ und $s_{c''}$ sind reale Signale, die entweder eine Inphase- oder eine Quadratur-Komponente von den drei an der Produktbildung beteiligten DVB-C-Signalen $s_{\text{DVB},c}$, $s_{\text{DVB},c'}$, $s_{\text{DVB},c''}$ darstellen. Die Teilprodukte ergeben sich im äquivalenten Tiefpaßbereich aus den verschiedenen Kombinationen, die möglich sind. Zwischen Inphase- und Quadratur-Komponenten braucht wiederum nicht unterschieden zu werden, da beide Komponenten identische Eigenschaften haben. Genau wie in Anhang A werden im folgenden die Teilprodukte durch die Multiplikation der Momentanwerte der Komponenten beschrieben.

Dies ist zulässig, wenn die nicht synchrone Beziehung zwischen den beiden Elementarimpulsen $g(t)$ berücksichtigt wird, was durch die Einführung von zwei zusätzlichen relativen Zeitverschiebungen $\Delta\tau_1$ und $\Delta\tau_2$ erfolgen kann:

$$s_{c,c',c''}(t) = s_c(t) \cdot s_{c'}(t) \cdot s_{c''}(t) \quad (\text{B.7})$$

$$= \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_c(i) \cdot d_{c'}(i) \cdot d_{c''}(i) \cdot g(t - iT_s) \cdot g(t - iT_s + \Delta\tau_1) \cdot g(t - iT_s + \Delta\tau_2)$$

An dieser Stelle sei noch einmal auf die im Anhang A festgelegte definition eines Teilproduktsignals hingewiesen, das als ein Signal interpretiert werden kann, welches aus einem statistischen und einem deterministischen Anteil zusammensetzt. Der deterministische Anteil repräsentiert die resultierende, verzerrte Impulsform des Teilproduktes. Die statistischen Eigenschaften der Teilprodukte sind periodisch bzgl. einer zeitlichen Verschiebung um eine Symbolperiode T_s . Alle Werte der relativen Zeitverschiebung zwischen $0 \leq \Delta\tau_{1,2} \leq T_s$ treten gleich häufig auf. Außerdem können $\Delta\tau_1$ und $\Delta\tau_2$ in dem betrachteten Intervall als stationär angenommen werden. Entsprechend den in Anhang A untersuchten Teilprodukten zweiter Ordnung besitzen auch die Teilprodukte dritter Ordnung periodisch stationäre Eigenschaften und werden damit als „zyklostationär“ bezeichnet. Für die möglichen Kombinationen der digitalen Symbolzustände d_c , $d_{c'}$ und $d_{c''}$ ergeben sich drei unterschiedliche Fälle:

Im *allgemeinen Fall* ($c \neq c' \neq c''$) setzt sich ein Teilprodukt dritter Ordnung aus einem „allgemeinen Teilprodukt“ zweiter Ordnung und einer - von diesem Teilprodukt statistisch unabhängigen - DVB-C-Signalkomponente zusammen. Alle drei Komponenten sind also voneinander statistisch unabhängig.

Der *Sonderfall 1* ($c \equiv c' \neq c''$) beschreibt ein Teilprodukt, an dem drei Komponenten von nur zwei DVB-C-Signalen beteiligt sind. Es setzt sich aus einem Produkt zusammen, das aus dem *Sonderfall* eines Teilproduktes zweiter Ordnung und einer von diesem statistisch unabhängigen DVB-C-Signalkomponente gebildet wird.

Schließlich tritt der *Sonderfall 2* ($c \equiv c' \equiv c''$) auf, bei dem alle drei Komponenten von nur einem einzigen DVB-C-Signal stammen.

Statistische Eigenschaften der Teilprodukte dritter Ordnung

Allgemeiner Fall: Die möglichen Symbolzustände der Teilprodukte berechnen sich im *allgemeinen Fall* zu:

$$d_c(a) \cdot d_{c'}(a') \cdot d_{c''}(a'') \in \left[\frac{2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right] \cdot \left[\frac{2 \cdot a' - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right] \cdot \left[\frac{2 \cdot a'' - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right], \quad (\text{B.8})$$

mit $a, a', a'' = 1, \dots, \sqrt{M}$.

Aufgrund der Unabhängigkeit der drei beteiligten DVB-C-Signalkomponenten ist die Auftrittswahrscheinlichkeit

$$P_{c,c',c''} = 1/\sqrt{M}^3. \quad (\text{B.9})$$

Der lineare Mittelwert

$$E\{d_c \cdot d_{c'} \cdot d_{c''}\} = m_{c,c',c''} = 0 \quad (\text{B.10})$$

ist gleich Null, und die Varianz

$$\begin{aligned} E\{(d_c \cdot d_{c'} \cdot d_{c''})^2\} &= \frac{1}{\sqrt{M}^3} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a''=1}^{\sqrt{M}} (d_c^2(a) \cdot d_{c'}^2(a') \cdot d_{c''}^2(a'')) \\ &= \sigma_c^2 \cdot \sigma_{c'}^2 \cdot \sigma_{c''}^2 = \sigma_{c,c'}^2 \cdot \sigma_{c''}^2 = \sigma_{c,c',c''}^2 = 1 \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

ergibt sich aus dem Produkt der Varianzen der einzelnen DVB-C-Signalkomponenten.

Sonderfall 1: In den folgenden Berechnungen sind die jeweiligen Größen derjenigen DVB-C-Signalkomponente, die nicht quadratisch in die Produktbildung eingeht, mit c gekennzeichnet, während die quadrierte Komponente den Parameter c' erhält. Die möglichen Symbolzustände der Teilprodukte berechnen sich im *Sonderfall 1* zu:

$$d_c(a) \cdot d_{c'}(a') \cdot d_{c'}(a') = d_c(a) \cdot d_{c'}^2(a') \in \left[\frac{2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right] \cdot \left[\frac{2 \cdot a' - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right]^2, \quad (\text{B.12})$$

mit $a, a' = 1, \dots, \sqrt{M}$.

Die Auftrittswahrscheinlichkeit ist:

$$P_{c,c',c'} = 1/M. \quad (\text{B.13})$$

Der lineare Erwartungswert

$$\begin{aligned}
 E\{d_c \cdot d_{c'}^2\} &= \frac{1}{M} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (d_c(a) \cdot d_{c'}^2(a')) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c(a) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} d_{c'}^2(a') \\
 &= m_c \cdot m_{c',c'} = m_{c,c',c'} = 0
 \end{aligned}
 \tag{B.14}$$

ist gleich Null. Die Varianz

$$E\{(d_c \cdot d_{c'}^2)^2\} = \frac{1}{M} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (d_c(a) \cdot d_{c'}^2(a'))^2 = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c^2(a) \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a'=1}^{\sqrt{M}} (d_{c'}^2(a'))^2
 \tag{B.15}$$

kann in ein Produkt zerlegt werden, das aus zwei statistisch voneinander unabhängigen Reihen besteht. Die erste Reihe entspricht der Varianz $\sigma_{c'}^2$ einer einzelnen DVB-C-Signalkomponente, während die zweite Reihe nach Gleichung (A.12) den quadratischen Erwartungswert vom *Sonderfall* des Teilproduktes zweiter Ordnung wiedergibt. Der Sonderfall hat nach **Tabelle A.1** einen von Null verschiedenen linearen Erwartungswert $m_{c,c'}$. Durch Einsetzen der statistischen Größen für die Reihenausdrücke in Gleichung (B.15) entsteht für die Varianz des *Sonderfalls 1* Gleichung (B.16):

$$E\{(d_c \cdot d_{c'}^2)^2\} = \sigma_c^2 \cdot (\sigma_{c',c'}^2 + m_{c',c'}^2) = \sigma_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 + m_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 = \sigma_{c,c',c'}^2.
 \tag{B.16}$$

Der erste Summand setzt sich aus einem Produkt zweier Varianzen zusammen. Der zweite Summand gleicht dagegen der um den konstanten Faktor $m_{c',c'}^2$ multiplizierten Varianz derjenigen DVB-C-Signalkomponente, die nicht quadratisch in das Teilprodukt dritter Ordnung eingeht. Deshalb finden sich auch die statistischen Eigenschaften der DVB-C-Signalkomponente wieder. Die Erkenntnis, daß beim *Sonderfall 1* eines Teilproduktes dritter Ordnung ein mit dem Nutzsignal korrelierter Anteil entsteht, ist für die spätere Analyse der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung sehr wichtig. Es wird bei der Berechnung der Leistungsdichtespektren noch einmal auf die Möglichkeit zurückgegriffen, das Intermodulationsprodukt in zwei Teilsignale aufzuteilen. Die folgende Tabelle gibt die numerisch berechneten statistischen Größen wieder, wie sie bei den drei betrachteten QAM-Varianten auftreten.

Anzahl der Symbolzustände \sqrt{M}	Varianz $\sigma_{c,c',c'}^2$	erster Summand $\sigma_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2$	zweiter Summand $m_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2$
$\sqrt{16} = 4$	1,64	0,64	1,0
$\sqrt{64} = 8$	1,76	0,76	1,0
$\sqrt{256} = 16$	1,79	0,79	1,0

Tabelle B.2: Statistiken des *Sonderfalls 1* der Teilprodukte dritter Ordnung bei verschiedenen QAM-Varianten

Sonderfall 2: Im Sonderfall 2 stammen alle Komponenten von einem DVB-C-Signal und haben deshalb den Index c. Die möglichen Symbolzustände der Teilprodukte berechnen sich im *Sonderfall 2* zu:

$$d_c(a) \cdot d_c(a) \cdot d_c(a) = d_c^3(a) \in \left[\frac{2 \cdot a - 1 - \sqrt{M}}{\sqrt{\frac{M-1}{3}}} \right]^3, \quad (B.17)$$

mit $a = 1, \dots, \sqrt{M}$.

Die Auftrittswahrscheinlichkeit ist wegen der statistischen Abhängigkeit gleich

$$P_{c,c,c} = \frac{1}{\sqrt{M}} \quad (B.18)$$

und damit gleich der Auftrittswahrscheinlichkeit, die sich bei einer einzelnen DVB-C-Signalkomponente ergibt. Der lineare Erwartungswert

$$E\{d_c \cdot d_c \cdot d_c\} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} d_c^3(a) = m_{c,c,c} = 0 \quad (B.19)$$

ist gleich Null. Für die Berechnung des quadratischen Erwartungswertes gelten ähnliche Randbedingungen wie beim *Sonderfall 1*. Es ist im Gegensatz zu diesem jedoch nur eine einzige DVB-C-Signalkomponente beteiligt. Deshalb ergeben sich nicht zwei voneinander unabhängige Summen wie in Gleichung (B.15), sondern

$$E\{(d_c \cdot d_c \cdot d_c)^2\} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{a=1}^{\sqrt{M}} (d_c^3(a))^2 = \sigma_{c,c,c}^2. \quad (B.20)$$

Die numerisch berechneten Ergebnisse aus Gleichung (B.20) sind in **Tabelle B.3** eingetragen. Außerdem sind der lineare Erwartungswert und die Varianz zu sehen.

Anzahl der Symbolzustände \sqrt{M}	Varianz $\sigma_{c,c,c}^2$
$\sqrt{16} = 4$	2,92
$\sqrt{64} = 8$	3,62
$\sqrt{256} = 16$	3,8

Tabelle B.3: Varianz der Teilprodukte dritter Ordnung des *Sonderfalls 2* bei verschiedenen QAM-Varianten

Autokorrelationsfunktionen der Teilprodukte dritter Ordnung

In diesem Abschnitt folgt die Berechnung der mittleren Autokorrelationsfunktionen der Teilprodukte dritter Ordnung. Den allgemeinen Ansatz liefert Gleichung (3.17):

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{TP3}}(\tau) = \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \text{AKF}_{\text{dd'd''}}(\lambda) \cdot \overline{\text{AKF}}_{\text{gg'g''}}^E(\tau + \lambda T_S). \quad (\text{B.21})$$

Die mittlere Autokorrelationsfunktion setzt sich aus der Autokorrelationsfolge $\text{AKF}_{\text{dd'd'}}$ der drei Symbolfolgen d_c , $d_{c'}$ und $d_{c''}$ und der Energie-Autokorrelationsfunktion $\text{AKF}_{\text{gg'g''}}^E(\tau + \lambda T_S)$ der kubisch verzerrten Elementarimpulse $g(t)$ zusammen. Anders als bei den Teilprodukten zweiter Ordnung, bei denen nur eine einzige Verschiebung $\Delta\tau$ berücksichtigt werden mußte, sind - zumindest im allgemeinen Fall - zwei voneinander unabhängige Verschiebungen $\Delta\tau_1$ und $\Delta\tau_2$ zu berücksichtigen, denn es handelt sich ja um insgesamt drei Impulse, die gegeneinander zeitlich verschoben sind. Die Verschiebungen werden, wie oben erläutert, im Mittel alle Werte innerhalb einer Symbolperiode gleich häufig einnehmen, so daß sich in Anlehnung an Gleichung (A.14) eine mittlere Energie-Autokorrelationsfunktion von

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{gg'g''}}^E(\tau + \lambda T_S) = \frac{1}{T_S^2} \int_0^{T_S} \int_0^{T_S} \text{AKF}_{\text{gg'g''}}^E(\tau + \lambda T_S + \Delta\tau_1 + \Delta\tau_2) d(\Delta\tau_1) d(\Delta\tau_2) \quad (\text{B.22})$$

ergibt. Die Aufstellung der Autokorrelationsfunktion erfolgt getrennt für den *allgemeinen Fall*, den *Sonderfall 1* und den *Sonderfall 2* und unter Beachtung der jeweiligen statistischen, im letzten Abschnitt berechneten Eigenschaften.

Die Autokorrelationsfunktion für den *allgemeinen Fall* der Teilprodukte dritter Ordnung ergibt sich in Anlehnung an Gleichung (A.15):

$$\overline{\text{AKF}}_{\text{cc'c''}}(\tau) = \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \sigma_{c,c',c''}^2 \cdot \delta(\lambda) \cdot \overline{\text{AKF}}_{\text{gg'g''}}^E(\tau + \lambda T_S) = \frac{\sigma_{c,c',c''}^2}{T_S} \overline{\text{AKF}}_{\text{gg'g''}}^E(\tau). \quad (\text{B.23})$$

Im *Sonderfall 1* der Teilprodukte dritter Ordnung besteht eine statistische Abhängigkeit zwischen zwei Komponenten, von denen die eine, die mit dem Parameter c' gekennzeichnet ist, quadratisch in das Teilprodukt dritter Ordnung eingeht. Aus den in Anhang A durchgeführten Untersuchungen ist bekannt, daß sich bei der Quadrierung einer Signalkomponente neben einem Wechselanteil auch ein Gleichanteil ergibt. Dies haben die Berechnungen der statischen Eigenschaften dieses Teilprodukts noch einmal bestätigt (siehe oben). Der Wechselanteil und der Gleichanteil der ersten Komponente nach ihrer Quadrierung wird in Gleichung (B.16) mit dem Wechselanteil der zweiten Komponente multipliziert. In Anlehnung an Gleichung (A.16) kann die folgende Autokorrelationsfunktion aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} \overline{\text{AKF}}_{cc'c'}(\tau) &= \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \left(\sigma_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 \cdot \delta(\lambda) + m_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 \right) \overline{\text{AKF}}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_S) \\ &\quad \frac{\sigma_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2}{T_S} \overline{\text{AKF}}_{gg'g''}^E(\tau) + \frac{m_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \overline{\text{AKF}}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_S). \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

Im *Sonderfall 2* besteht das Teilprodukt dritter Ordnung aus einer einzigen DVB-C-Signalkomponente. Die Quadrierung einer DVB-C-Signalkomponente wurde bereits bei der Berechnung des *Sonderfalls* vom Teilprodukt zweiter Ordnung berechnet, und das Ergebnis wurde im *Sonderfall 1* des Teilproduktes dritter Ordnung berücksichtigt. Im Gegensatz zum *Sonderfall 1* ist jedoch die dritte Komponente von dem quadrierten Signal nicht statistisch unabhängig. Eine Aufteilung der mittleren Autokorrelationsfunktion in zwei unabhängige Anteile ist deshalb nicht möglich:

$$\overline{\text{AKF}}_{ccc}(\tau) = \frac{1}{T_S} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \sigma_{c,c,c}^2 \cdot \overline{\text{AKF}}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_S). \quad (\text{B.25})$$

Berechnung der spektralen Leistungsdichten der Teilprodukte dritter Ordnung

Die Einhüllende des Leistungsdichtespektrums wird, wie bereits aus den bisherigen Untersuchungen bekannt, durch die Energiedichte der Elementarimpulse bestimmt, die bei den Teilprodukten dritter Ordnung kubisch verzerrt sind. Sie läßt sich durch eine Fourier-Transformation der Energie-Autokorrelationsfunktion berechnen:

$$\text{AKF}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_S + \Delta\tau_1 + \Delta\tau_2) \quad (\text{B.26})$$



$$\begin{aligned} & \left| G(f) * G(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \Delta\tau_1} * G(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \Delta\tau_2} \right|^2 \\ &= T_S^2 \cdot \left| H(f) * H(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \Delta\tau_1} * H(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \Delta\tau_2} \right|^2. \end{aligned}$$

Die im Zeitbereich durchgeführte Integration {siehe Gleichung (B.22)} kann entsprechend im Frequenzbereich berechnet werden, so daß die Fourier-Transformierte der mittleren Energie-Autokorrelationsfunktion in die folgende Energiedichtefunktion resultiert:

$$\overline{\text{AKF}}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_S) \quad \bigcirc \text{---} \bullet \quad T_S^2 \cdot \left| \overline{H(f)} * \underline{H'}(f) * \underline{H''}(f) \right|^2. \quad (\text{B.27})$$

Die spektrale Leistungsdichte ergibt sich im *allgemeinen Fall* durch eine Fourier-Transformation der in Gleichung (B.23) angegebenen mittleren Autokorrelationsfunktion. Die Varianz wurde bereits in Gleichung (B.11) berechnet.

$$\text{LDS}_{cc'c''}(f) = T_S \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f)} \right|^2. \quad (\text{B.28})$$

Das auf T_S normierte Ergebnis der numerischen Berechnung von Gleichung (B.28) ist als grau unterlegte Fläche in **Abbildung B.1** eingetragen. Außerdem ist ein Simulationsergebnis dargestellt. Die Abweichungen zur berechneten spektralen Leistungsdichte ergeben sich, weil die bei der Simulation eingesetzten Signalquellen statistisch nicht vollkommen unabhängig voneinander waren.

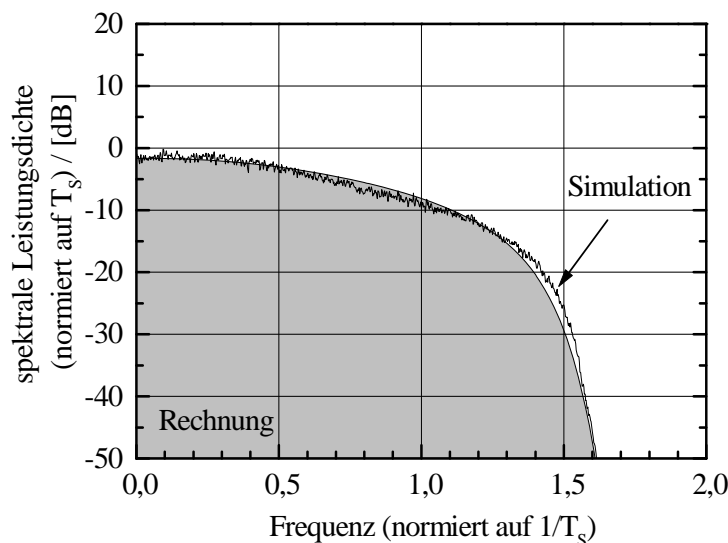


Abbildung B.1: Einseitige, spektrale Leistungsdichte des *allgemeinen Falls* eines Teilproduktes dritter Ordnung: Rechnung und Simulation

Im *Sonderfall 1* wird für die Berechnung der spektralen Leistungsdichte die mittlere Autokorrelationsfunktion aus Gleichung (B.24) herangezogen, die aus zwei Termen besteht. Die Eigenschaften der beiden Terme und deren Ursachen wurden bereits bei der Berechnung der statistischen Eigenschaften des *Sonderfalls 1* (siehe oben) erläutert und kann durch einen Vergleich mit der mittleren Autokorrelationsfunktion vom *Sonderfall* eines Teilproduktes zweiter Ordnung {siehe Gleichung (A.16)} noch einmal verdeutlicht werden. Es ist zu erkennen, daß sich sowohl der erste als auch der zweite Term von $\overline{\text{AKF}}_{cc'c''}$ ergibt, wenn beide Terme von $\overline{\text{AKF}}_{cc}$ mit σ_c^2 multipliziert werden¹ und wenn zusätzlich die Energie-Autokorrelationsfunktionen an die veränderten Randbedingungen angepaßt werden. Wie oben erläutert, konnte das Leistungsdichtespektrum im *Sonderfall* des Teilproduktes zweiter Ordnung, das bei einer Quadrierung einer Komponente entsteht, in ein den Wechselanteil repräsentierendes, kontinuierliches Spektrum und in ein den Gleichanteil repräsentierendes diskretes Spektrum zerlegt werden {vgl. Gleichung (A.22)}. Die zeitliche Multiplikation des Teilproduktes zweiter Ordnung mit einer weiteren unabhängigen Komponente führt zu dem in diesem Absatz erläuterten Teilprodukte dritter Ordnung. Die Energiedichtespektren, die sich

¹ Es sei auf den formellen Unterschied hingewiesen, der darin besteht, daß die in Gleichung (B.24) mit einem Hochstrich gekennzeichneten Größen in Gleichung (A.16) keinen Strich haben.

aus den zeitlichen Multiplikationen der Elementarimpulse ergeben, sollen auch hier wieder durch eine Faltungsoperation im Frequenzbereich berechnet werden. Die spektrale Energiedichte des ersten Terms aus Gleichung (B.24) ist somit unter der Berücksichtigung eines dritten Spektrums $\underline{H}''(f)$, das in das Faltungsprodukt einbezogen werden muß, aus dem ersten Term aus Gleichung (A.22) herzuleiten:

$$\text{AKF}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_s) \text{ --- } \bullet \text{ --- } T_s^2 \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f)} \right|^2. \quad (\text{B.29})$$

Ähnliches gilt für den zweiten Term in Gleichung (B.24). Es entstehen hier drei Anteile im Energiedichtespektrum, die wegen der Faltung des diskreten Spektralanteils aus Gleichung (A.22) mit dem Spektrum des Elementarimpulses jeweils dieselbe Form wie die spektrale Energiedichte eines Elementarimpulses haben und nur in ihrer jeweiligen spektralen Lage zueinander verschoben sind. Wird auch an dieser Stelle die in Gleichung (A.21) eingeführte Nomenklatur verwendet, so ergibt sich für den zweiten Term in Gleichung (B.24) der folgende Zusammenhang:

$$\text{AKF}_{gg'g''}^E(\tau + \lambda T_s) \text{ --- } \bullet \text{ --- } \delta\left(f - \frac{\lambda}{T_s}\right) \cdot W(\lambda) * |H(f)|^2 \quad (\text{B.30})$$

Es wird an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, daß aufgrund der eingangs festgelegten Definition, die besagt, daß sich aus der Multiplikation der jeweils beteiligten Komponenten im Zeitbereich die Teilprodukte ergeben, die wiederum einen statistischen Anteil und einen der resultierenden Impulsform entsprechenden deterministischen Anteil besitzen, muß die Berechnung der Energiedichtespektren, die durch die deterministischen Signalanteile hervorgerufen werden, im Frequenzbereich und nicht etwa im Energiedichtespektrum berechnet werden. Die Berücksichtigung der Gleichungen (B.29) und (B.30) einerseits und der in Gleichung (B.16) berechneten statistischen Eigenschaften andererseits führt zu der mathematischen Beschreibung der spektralen Leistungsdichte des *Sonderfalls 1* eines Teilproduktes dritter Ordnung:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{cc'c''}(f) = & \sigma_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f)} \right|^2 \\ & + m_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 \sum_{\lambda=-1}^1 \left[\delta\left(f - \frac{\lambda}{T_s}\right) \cdot W(\lambda) * |H(f)|^2 \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.31})$$

Nach der Faltung der Dirac-Impulse mit $|H(f)|^2$ können die berechneten Werte der statistischen Größen (siehe **Tabelle B.2**) eingesetzt werden:

$$\text{LDS}_{cc'c''}(f) = 0,76 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f)} \right|^2 + \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot |H(f - \frac{\lambda}{T_s})|^2. \quad (\text{B.32})$$

Das Ergebnis der numerischen Berechnung der auf T_s normierten, einseitigen spektralen Leistungsdichte ist als grau unterlegte Fläche in **Abbildung B.2** eingetragen. Außerdem ist ein Simulationsergebnis dargestellt. In beiden Diagrammen sind anhand der jeweiligen

spektralen Form sowohl das Leistungsdichtespektrum des korrelierten Anteils als auch das Leistungsdichtespektrum des unkorrelierten Anteils zu sehen. Die Maximalwerte beider Spektren liegen um etwa 3 dB auseinander.

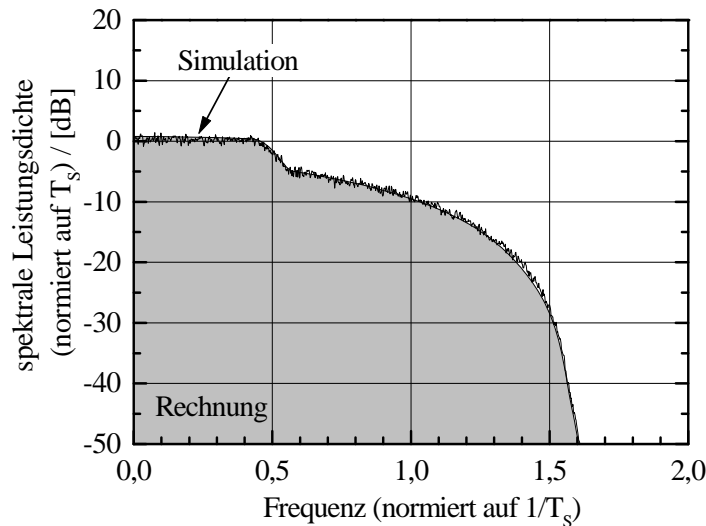


Abbildung B.2: Einseitige, spektrale Leistungsdichte des *Sonderfalls 1* eines Teilproduktes dritter Ordnung: Rechnung und Simulation

Im *Sonderfall 2* besteht das Teilprodukt dritter Ordnung aus einer einzigen DVB-C-Signalkomponente. Die Quadrierung einer DVB-C-Signalkomponente wurde bereits bei der Berechnung des *Sonderfalls* vom Teilprodukt zweiter Ordnung berechnet, und das Ergebnis wurde im *Sonderfall 1* des Teilproduktes dritter Ordnung berücksichtigt. Im Gegensatz zum *Sonderfall 1* ist jedoch die dritte Komponente von dem quadrierten Signal nicht statistisch unabhängig. Deshalb läßt sich das Teilprodukt mathematisch nicht in einzelne Signalanteile zerlegen und individuell berechnen. In **Abbildung B.3** ist das Simulationsergebnis der spektralen Leistungsdichte für den *Sonderfall 2* zu sehen. Außerdem ist als graue Fläche ein numerisches Rechenergebnis der einseitigen, spektralen Leistungsdichte dargestellt, das aus Gleichung (B.32) abgeleitet wurde. Das Ergebnis dieser Ableitung zeigt Gleichung (B.33). Der zum Nutzsignal nicht korrelierte Anteil hat gegenüber seinem Pendant im *Sonderfall 1* etwa eine um den Faktor Zwei größere Leistung. Derselbe Faktor muß auch in dem korrelierten Anteil durch eine Multiplikation mit dem Gleichanteil $m_{c,c}^1$ in Gleichung (B.32) berücksichtigt werden, so daß sich bei dem korrelierten Anteil nach der Quadratbildung eine vierfache Leistung ergibt. Die einseitige, spektrale Leistungsdichte kann näherungsweise durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{ccc}}(f) = & \left(2 \cdot \sigma_{c,c}^2\right) \cdot \sigma_c^2 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f)} \right|^2 \\ & + \left(2 \cdot m_{c,c}\right)^2 \cdot \sigma_c^2 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left| H\left(f - \frac{\lambda}{T_s}\right) \right|^2. \end{aligned} \quad (\text{B.33})$$

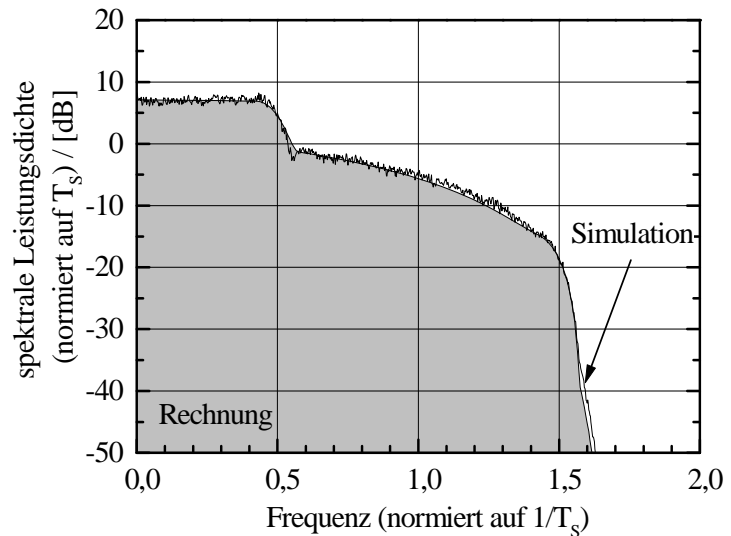
¹ An dieser Stelle gilt, daß die mit einem Hochstrich gekennzeichneten Größen aus Gleichung (B.32) mit den in Gleichung (B.33) verwendeten Größen ohne Hochstrich identisch sind.

Nach Einsetzen der Werte, die in Gleichung (B.32) für $\sigma_{c',c'}^2$, σ_c^2 und $m_{c',c'}$ verwendet wurden, ergibt sich folgende Funktion:

$$\text{LDS}_{\text{cc}}(f) = 1,52 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f)} \right|^2 + 4 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left| H\left(f - \frac{\lambda}{T_s}\right) \right|^2. \quad (\text{B.34})$$

In Abbildung B.3 ist zu erkennen, daß die Maximalwerte der Leistungsdichtespektren vom korrelierten und vom unkorrelierten Anteil um etwa 6 dB differieren.

Abbildung B.3: Einseitige, spektrale Leistungsdichte des *Sonderfalls 2* eines Teilproduktes dritter Ordnung: Rechnung und Simulation



Spektrale Leistungsdichten der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung

Wie bereits erläutert, entstehen vier Typen von Intermodulationsprodukten. Die Eigenschaften jedes einzelnen Typs können durch geeignete Kombinationen der drei verschiedenen Teilprodukte dritter Ordnung beschrieben werden. Die Information, wie die jeweiligen Teilprodukte zusammenzufassen sind, kann aus den Zeitsignalen gewonnen werden.

An einem Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.1* sind drei verschiedene DVB-C-Signale beteiligt. Nach Gleichung (B.2) besteht es aus acht Teilprodukten, von denen jedes einzelne durch den allgemeinen Fall der Teilprodukte dritter Ordnung beschrieben werden kann. Außerdem muß der Faktor $\sqrt{2}/2$ {siehe Gleichung (B.2)} berücksichtigt und - weil ein Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.1* ein Bandpaßsignal ist - die in Abschnitt 3.3 durchgeführte Frequenztransformation angewendet werden, inkl. der Berücksichtigung des bereits bekannten Faktors $1/2$. Für die spektrale Leistungsdichte ergibt sich:

$$\text{LDS}_{\text{IM3.1}}(f) = 8 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\text{LDS}_{c'c''}(f - f_c + f_{c'} - f_{c''}) + \text{LDS}_{c'c''}(f + f_c - f_{c'} + f_{c''})}{2}. \quad (\text{B.35})$$

Die acht Teilprodukte teilen sich zu jeweils vier auf die Kosinus- und die Sinus-Komponente des Intermodulationsproduktes auf. Alle sind voneinander statistisch unabhängig. Deshalb ergibt sich die Gesamtleistung aus der Summe der Einzelleistungen der Teilprodukte. Bei der Leistungsaddition sind die Vorzeichen der Teilprodukte nicht zu berücksichtigen:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.1}}(f) &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_{c,c'}^2 \cdot \sigma_{c''}^2 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp f_c \pm f_{c'} \mp f_{c''})} \right|^2 \\ &\cong 2,8 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp f_c \pm f_{c'} \mp f_{c''})} \right|^2. \end{aligned} \quad (\text{B.36}) \quad (\text{Siehe } ^1)$$

Für den *Typ 3.1* wurde als Beispiel eine Mittenfrequenz des positiven Teils des Leistungsdichtespektrums von $f_c - f_{c'} + f_{c''}$ gewählt.

Ein Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.2* kann durch die Summe aus zwei Teilprodukten vom *Sonderfall 1* und einem allgemeinen Teilprodukt dritter Ordnung beschrieben werden {siehe Gleichung (B.3)}. Die beiden Teilprodukte vom *Sonderfall 1* geben die Anteile wieder, in die sowohl die Inphase- als auch die Quadratur-Komponente eines DVB-C-Signals quadratisch eingehen. Das allgemeine Teilprodukt muß wegen des dritten Terms in Gleichung (B.3) berücksichtigt werden. Für die Berechnung der spektralen Leistungsdichte sind die konstanten Faktoren aus Gleichung (B.3) zu berücksichtigen. Weil ein Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.2* ein Bandpaßsignal ist, muß außerdem die in Abschnitt 3.3 durchgeführte Frequenztransformation angewendet und der Faktor von $\frac{1}{2}$ berücksichtigt werden. Für die spektrale Leistungsdichte ergibt sich:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.2}}(f) &= \frac{4}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\text{LDS}_{c'c''}(f - 2 \cdot f_c + f_{c'}) + \text{LDS}_{c'c''}(f + 2 \cdot f_c - f_{c'})}{2} \\ &+ \frac{4}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\text{LDS}_{c''c'c}(f - 2 \cdot f_c + f_{c'}) + \text{LDS}_{c''c'c}(f + 2 \cdot f_c - f_{c'})}{2}. \end{aligned} \quad (\text{B.37})$$

Beide Teilprodukte des *Sonderfalls 1* $\text{LDS}_{c'c''}$ besitzen, wie in Gleichung (B.31) erläutert, jeweils einen zum Nutzsignal nicht korrelierten und einen korrelierten Anteil. Die Anteile, die zum Nutzsignal nicht korreliert sind, addieren sich ohne Berücksichtigung der Vorzeichen entsprechend ihren Leistungen. In den korrelierten Anteilen sind jedoch die Vorzeichen aus Gleichung (B.3) auf den jeweiligen Gleichanteil $m_{c',c'}$ zu übertragen und die beiden Gleichanteile vektoriell zu addieren. Dadurch heben sich die zum Nutzsignal korrelierten Signalanteile gegenseitig auf. Dieses Phänomen wurde bereits beim *Typ 2.3* des

¹ Aus Gründen einer übersichtlicheren Darstellung wird die folgende Beziehung definiert:

$$\left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp f_c)} \right|^2 \equiv \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f - f_c)} \right|^2 + \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f + f_c)} \right|^2$$

Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung erläutert. Durch Einsetzen der verbleibenden Varianzen ergibt sich:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.2}}(f) &= \left[\sigma_{c',c'}^2 \cdot \sigma_c^2 + \sigma_{c',c''}^2 \cdot \sigma_{c'}^2 \right] \cdot \sqrt{2} \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp 2 \cdot f_{c'} \pm f_c)} \right|^2 \quad (\text{B.38}) \\ &\cong 2,5 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp 2 \cdot f_{c'} \pm f_c)} \right|^2. \end{aligned}$$

(Siehe Seite 71 Fußnote ¹)

Für den *Typ 3.2* wurde als Beispiel eine Mittenfrequenz im positiven Teil des Leistungsdichtespektrums von $2 \cdot f_{c'} - f_c$ gewählt.

Ein Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.3* {siehe Gleichung (B.4)} besteht aus vier Teilprodukten, die jeweils durch den *Sonderfall 1* beschrieben werden. Die vier Teilprodukte des *Sonderfalls 1* besitzen, wie in Gleichung (B.31) erläutert, jeweils einen zum Nutzsignal nicht korrelierten und einen korrelierten Anteil. Die Anteile, die zum Nutzsignal nicht korreliert sind, addieren sich wiederum ohne Berücksichtigung der Vorzeichen entsprechend ihren Leistungen. Die korrelierten Anteile addieren sich jedoch vektoriell. Die vektorielle Addition ist getrennt für die Kosinus- und für die Sinus-Komponente durchzuführen. Nach Gleichung (B.4) haben die beiden korrelierten Anteile jeder Komponente dieselben Vorzeichen, so daß sie sich, im Gegensatz zu dem Intermodulationsprodukt *typ 3.2*, nicht gegenseitig aufheben. Die Leistungen der Kosinus- und der Sinus-Komponente müssen anschließend addiert werden. Ein ähnliches Phänomen trat bereits beim *Typ 2.2* des Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung auf. Für die Berechnung der spektralen Leistungsdichte sind die verschiedenen konstanten Faktoren aus Gleichung (B.4) zu berücksichtigen. Der zusätzliche Faktor von $\frac{1}{2}$ ergibt sich bei der Anwendung der in Abschnitt 3.3 beschriebenen Frequenztransformation:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.3}}(f) &= 4 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\text{LDS}_{\text{ccc}}(f - f_c) + \text{LDS}_{\text{ccc}}(f + f_c)}{2} \quad (\text{B.39}) \\ &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_{c,c}^2 \cdot \sigma_{c'}^2 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp f_c)} \right|^2 \\ &\quad + \sqrt{2} \cdot \left(2 \cdot m_{c,c} \right)^2 \cdot \sigma_{c'}^2 \cdot \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left| H(f \mp f_c - \frac{\lambda}{T_s}) \right|^2. \end{aligned}$$

Durch Einsetzen der entsprechenden Werte für die Varianzen und den Gleichanteil berechnet sich daraus die spektrale Leistungsdichte zu:

$$\text{LDS}_{\text{IM3.3}}(f) \cong 2,1 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp f_c)} \right|^2 + 5,6 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left| H(f \mp f_c - \frac{\lambda}{T_s}) \right|^2. \quad (\text{B.40})$$

(Siehe Seite 71 Fußnote ¹)

Intermodulationsprodukte vom *Typ 3.3* fallen immer in den Frequenzbereich des Übertragungskanal von demjenigen DVB-C-Signal, das nicht quadratisch in die Produktbildung eingeht. Die Trägerfrequenz wird für dieses Beispiel zu f_c gewählt.

Ein Intermodulationsprodukt dritter Ordnung vom *Typ 3.4* besitzt sowohl in seiner Kosinus- als auch in seiner Sinus-Komponente zwei Teilprodukte {siehe Gleichung (B.5)}. Der jeweils erste Term besteht aus einer DVB-C-Signalkomponente, die dreimal mit sich selbst multipliziert wird und somit durch ein Teilprodukt dritter Ordnung vom *Sonderfall 2* beschrieben werden kann. In den jeweils zweiten Term geht dieselbe DVB-C-Signalkomponente linear ein. Sie wird mit dem Quadrat der zu ihr orthogonalen Komponente desselben DVB-C-Signals multipliziert. Weil Inphase- und Quadratur-Komponente eines DVB-C-Signals statistisch voneinander unabhängig sind, wird dieser Anteil durch das Teilprodukt des *Sonderfalls 1* beschrieben. Bei der Zusammensetzung des Intermodulationsproduktes durch die beiden Teilprodukte ist darauf zu achten, daß der zum Nutzsignal korrelierte Anteil den Index „c“ bekommt. Deshalb wird der quadratische Anteil formell mit dem Index „c'c“ gekennzeichnet. Wie bereits bei allen drei Intermodulationsprodukten dritter Ordnung muß auch bei diesem Typ die in Abschnitt 3.3 erläuterte Frequenztransformation durchgeführt und der Faktor $\frac{1}{2}$ berücksichtigt werden. Außerdem ist aus Gleichung (B.5) der Faktor $\frac{3}{\sqrt{2}}$ zu beachten:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.4}}(f) = & 2 \cdot \frac{\text{LDS}_{\text{ccc}}(f - f_c) + \text{LDS}_{\text{ccc}}(f + f_c)}{2} \cdot \frac{3}{\sqrt{2}} \\ & + 2 \cdot \frac{\text{LDS}_{\text{c'c'c}}(f - f_c) + \text{LDS}_{\text{c'c'c}}(f + f_c)}{2} \cdot \frac{3}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (\text{B.41})$$

Für die Addition der spektralen Leistungsdichten der beiden Teilprodukte LDS_{ccc} und $\text{LDS}_{\text{c'c'c}}$ sind folgende Eigenschaften zu berücksichtigen: Sowohl das Teilprodukt des *Sonderfalls 1* ($c \equiv c' \neq c''$) als auch das Teilprodukt des *Sonderfalls 2* ($c \equiv c' \equiv c''$) haben einerseits zum Nutzsignal korrelierte Anteile und andererseits Anteile, die zum Nutzsignal nicht korreliert sind. Wie aus der Gleichung (B.5) zu erkennen ist, besitzen sowohl die beiden Anteile der Kosinus- als auch die beiden Anteile der Sinus-Komponente dieselben Vorzeichen, so daß die korrelierten Anteile in der Kosinus- und in der Sinus-Komponente jeweils vektoriell zu addieren sind. Von beiden Komponenten müssen anschließend die Leistungen addiert werden, da sie voneinander statistisch unabhängig sind. Die Leistungen der vier zum DVB-C-Signal unkorrelierten Anteile addieren sich ebenfalls. Für die spektrale Leistungsdichte des Intermodulationsproduktes vom *Typ 3.4* ergibt sich der folgende Ansatz:

$$\begin{aligned} \text{LDS}_{\text{IM3.4}}(f) = & \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \left[2 \cdot \sigma_{\text{c,c}}^2 \cdot \sigma_{\text{c}}^2 + \sigma_{\text{c',c'}}^2 \cdot \sigma_{\text{c}}^2 \right] \cdot T_s \cdot \left| \overline{\text{H}(f) * \underline{\text{H}}'(f) * \underline{\text{H}}''(f \mp f_c)} \right|^2 \\ & + \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \left(2 \cdot m_{\text{c,c}} + m_{\text{c',c'}} \right)^2 \cdot \sigma_{\text{c}}^2 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left| \text{H}(f \mp f_c - \frac{\lambda}{T_s}) \right|^2. \end{aligned} \quad (\text{B.42})$$

(Siehe Seite 71 Fußnote ¹)

In Gleichung (B.41) können die oben berechneten Varianzen und Gleichanteile eingesetzt werden:

$$\text{LDS}_{\text{IM3.4}}(f) \cong 4,8 \cdot T_s \cdot \left| \overline{H(f) * \underline{H}'(f) * \underline{H}''(f \mp f_c)} \right|^2 + 19 \sum_{\lambda=-1}^1 W(\lambda) \cdot \left| H(f \mp f_c - \frac{\lambda}{T_s}) \right|^2. \quad (\text{B.43})$$

(Siehe Seite 71 Fußnote ¹)

Anhang C

Veränderung des effektiven Signal-Rausch-Abstandes durch Kurzzeit-Reflexionen

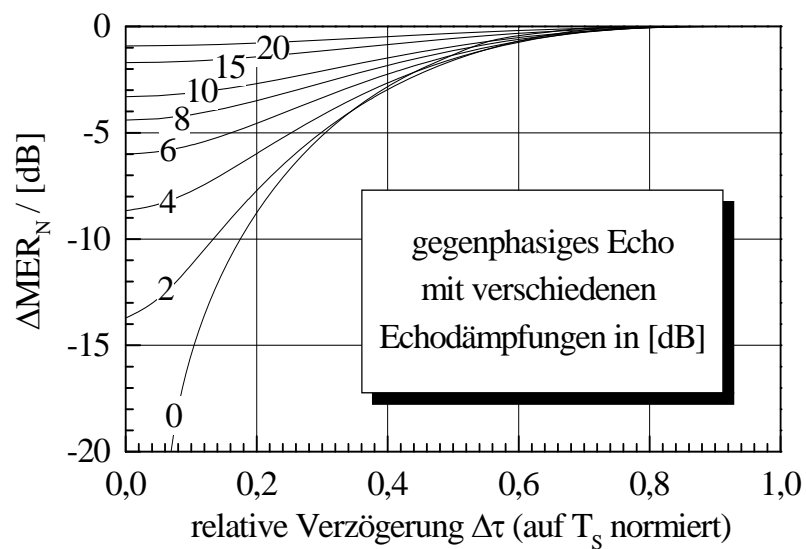


Abbildung C.1: Veränderung des effektiven Signal-Rausch-Abstandes als Funktion der relativen Verzögerung zwischen Echo und Hauptsignal im Fall einer gegenphasigen Echoüberlagerung und bei verschiedenen Echodämpfungen

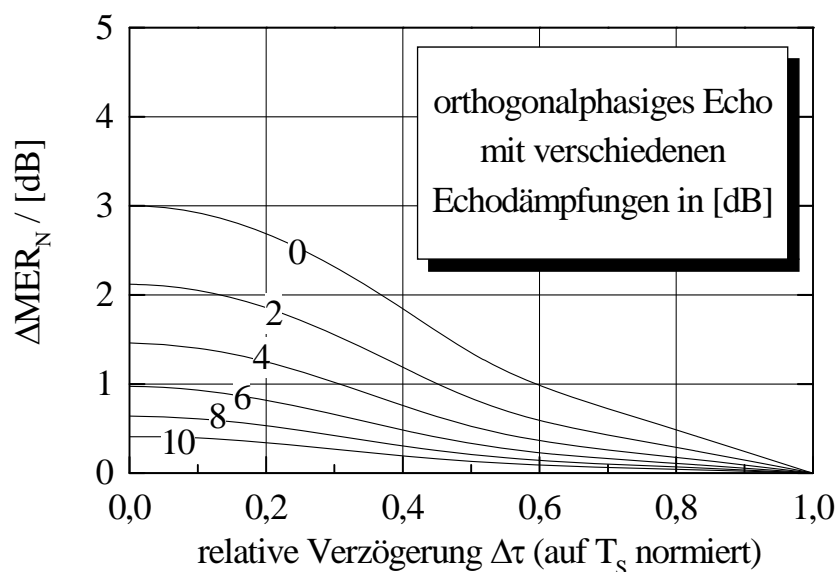


Abbildung C.2: Veränderung des effektiven Signal-Rausch-Abstandes als Funktion der relativen Verzögerung zwischen Echo und Hauptsignal im Fall einer orthogonalphasigen Echoüberlagerung und bei verschiedenen Echodämpfungen

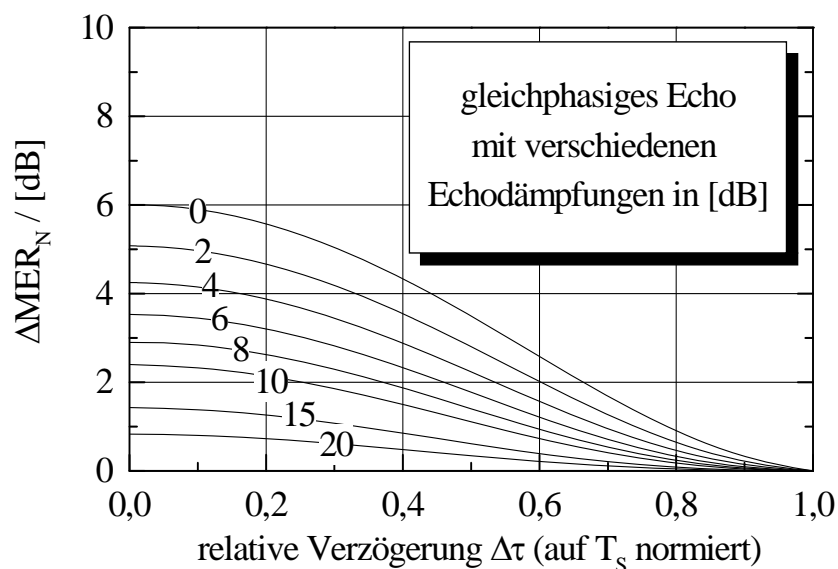


Abbildung C.3: Veränderung des effektiven Signal-Rausch-Abstandes als Funktion der relativen Verzögerung zwischen Echo und Hauptsignal im Fall einer gleichphasigen Echoüberlagerung und bei verschiedenen Echodämpfungen

Anhang D

Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichten der Nutzsignale und deren Intermodulationsprodukte bei verschiedenen Kanalbelegungen eines BK-Netzes

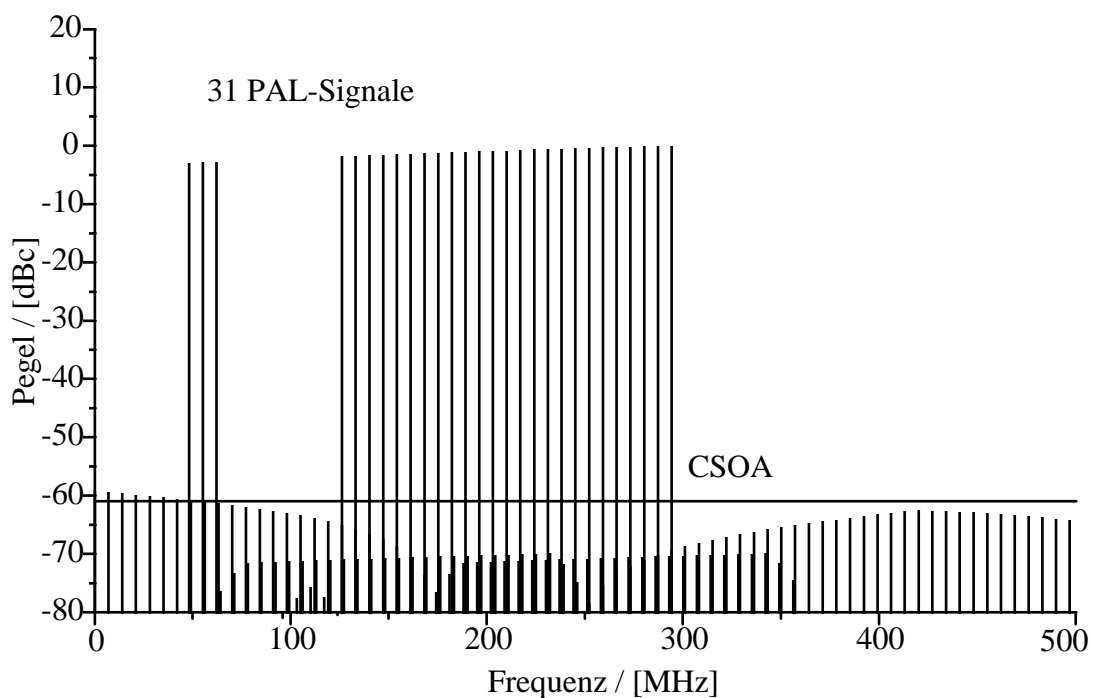


Abbildung D.1: Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichte von 31 PAL-Signalen und deren Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung bei einem minimalen CSO-Abstand von 57 dB ($k_2 = 6,7 \cdot 10^{-8}$)

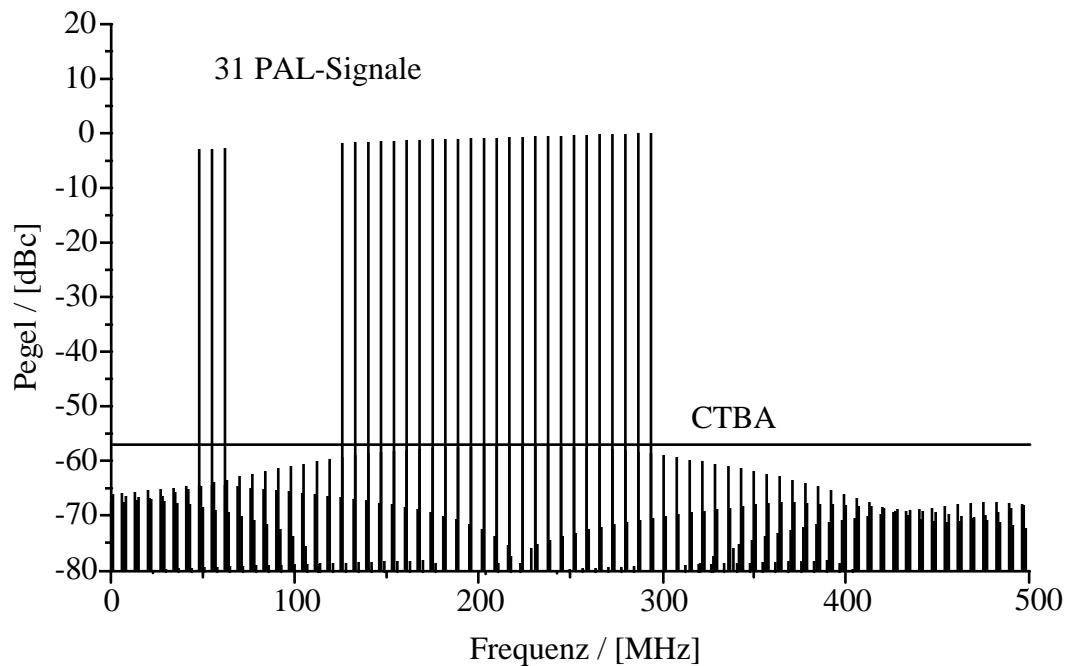


Abbildung D.2: Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichte von 31 PAL-Signalen und deren Intermodulationsprodukten dritter Ordnung bei einem minimalen CTB-Abstand von 57 dB ($k_3 = 9,1 \cdot 10^{-9}$)

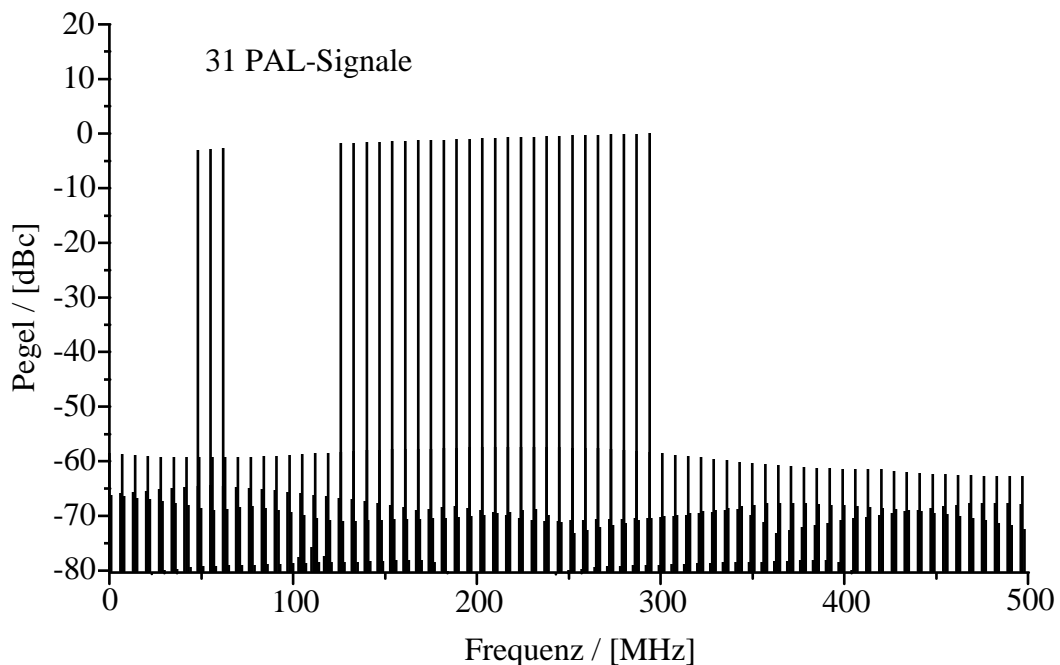


Abbildung D.3: Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichte von 31 PAL-Signalen und deren Intermodulationsprodukten zweiter und dritter Ordnung ($k_2 = 6,7 \cdot 10^{-8}$, $k_3 = 9,1 \cdot 10^{-9}$)

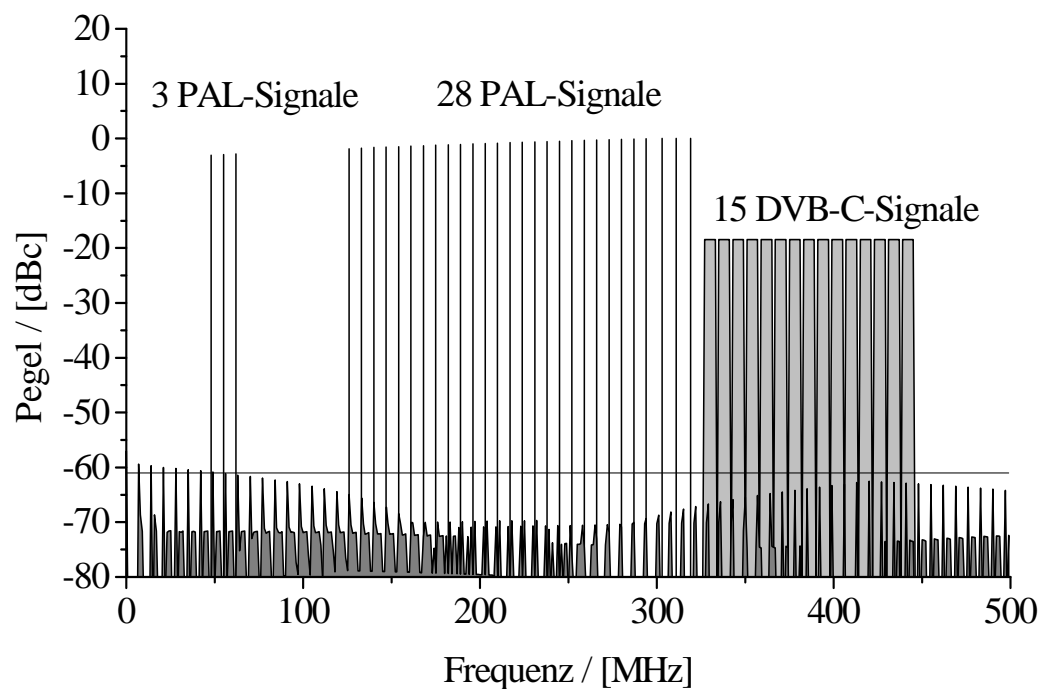


Abbildung D.4: Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichte von 31 PAL-Signalen, 15 DVB-C-Signalen und deren Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung ($k_2 = 6,7 \cdot 10^{-8}$)

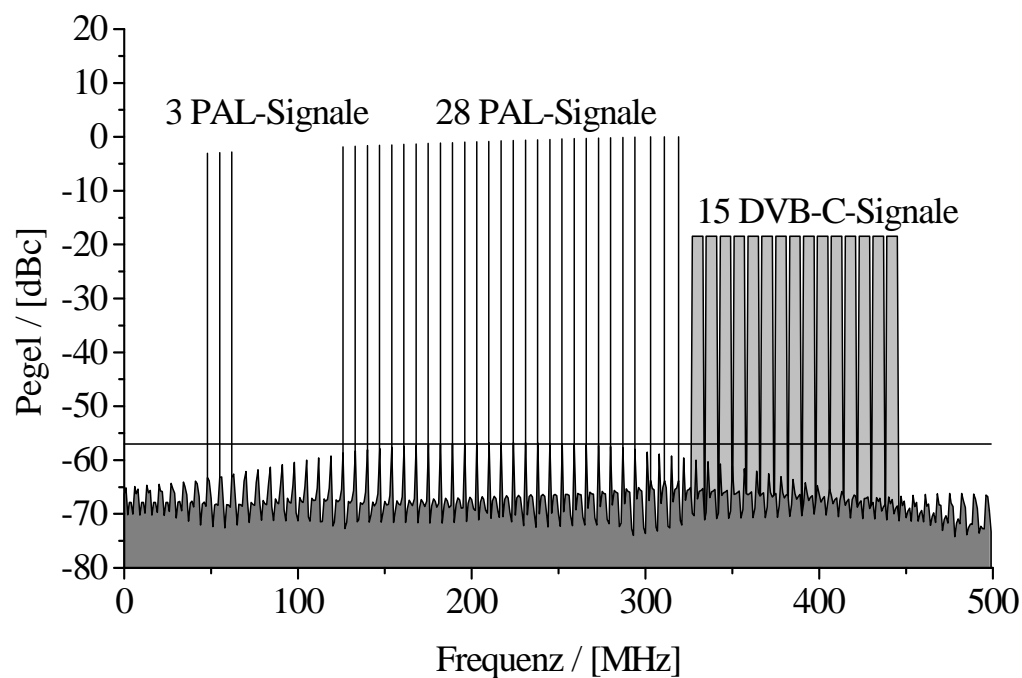


Abbildung D.5: Numerisch berechnete spektrale Leistungsdichte von 31 PAL-Signalen, 15 DVB-C-Signalen und deren Intermodulationsprodukten dritter Ordnung ($k_3 = 9,1 \cdot 10^{-9}$)

Anhang E

Technische Daten der im Kabelsimulator verwendeten Kabeltypen

Parameter laut Herstellerangabe	1qKx	1nKx	1iKx	keine Hersteller-Bezeichnung
Einsatzbereich	A-/B-Ebene	C-Ebene	D-Ebene	Hausverteilanlage
Innenleiter (Kupferdraht)	Ø = 3,3 mm	Ø = 2,2 mm	Ø = 1,1 mm	keine Angaben
Isolierung	Ø = 13,5 mm (Bambusstruktur, Polyäthylen)	Ø = 8,8 mm (Bambusstruktur, Polyäthylen)	Ø = 7,8 mm (Voll-Ployäthylen)	keine Angaben
Außenleiter	Ø = 14 mm (Kupferrohr, längsgeschweist)	Ø = 9,3 mm (Kupferrohr, längsgeschweist)	Ø = 7,8 mm (Kupferrohr, längsgeschweist)	keine Angaben
Mantel	Ø = 17,2 mm (Ployäthylen)	Ø = 12,4 mm (Ployäthylen)	Ø = 11 mm (Ployäthylen)	keine Angaben
Gewicht pro 1 m	0,35 kg	0,19 kg	0,15 kg	keine Angaben
zulässiger Biegeradius	300 mm	200 mm	160 mm	keine Angaben
Dämpfung pro 100 m bei 47 MHz bzw bei 446 MHz	1,29 dB 4,09 dB	1,9 dB 6,17 dB	3,69 dB 12,14 dB	ca 10 dB (Messung) ca 32 dB (Messung)

Alle Dämpfungswerte beziehen sich auf eine Umgebungstemperatur von 20 C°.

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Symbole

a, a', a''	laufende Parameter für die Amplitude
A	Amplitude, allgemein
A_{Gr}	Grenzwert der Amplitude
A_K	MSB des Datenwortes vor der differentiellen Vorverarbeitung im DVB-C-Encoder
AKF_x	Autokorrelationsfunktion oder Autokorrelationsfolge von x
AKF_x^E	Energie-Autokorrelationsfunktion von x
$\overline{AKF_x}$	mittlere Autokorrelationsfunktion oder mittlere Autokorrelationsfolge von x
B	Kanalbandbreite
baud	Einheit der Symbolrate
$BER_{(x)}$	Bitfehlerwahrscheinlichkeit (durch die Störung x hervorgerufen)
bits/s	Einheit der Datenrate
B_K	Bit mit der zweithöchsten Wertigkeit des Datenwortes vor der differentiellen Vorverarbeitung im DVB-C-Encoder
b_m	Bit mit der Wertigkeit m
c, c', c''	Parameter für die Kennzeichnung verschiedener Signale oder Trägerfrequenzen
C	Leistung des trägerfrequenten Signals
C_{eff}	effektiv wirksame trägerfrequente Signalleistung
c_{max}	oberer Grenzwert von c, c' und c''
C_{PAL}	Leistung des PAL-Bildträgers
C/C_{PAL}	trägerfrequenter Signal- Bildträger-Abstand
C/I	trägerfrequenter Signal-Interferenz-Abstand
C/N	effektiv wirksamer trägerfrequenter Signal-Rausch-Abstand
C/N_C	auf die im gesamten Übertragungskanal vorhandene Rauschleistung bezogener, trägerfrequenter Signal-Rausch-Abstand
C/N_i	geräteinterner Signal-Rausch-Abstand
D	Signaldynamik
D_x	Datenwort durch x definiert

d	Euklidische Distanz
$d(i)$	digitales Symbol (reellwertig) als zeitdiskrete Funktion
$\underline{d}(i)$	digitales Symbol (komplexwertig) als zeitdiskrete Funktion
$d'(i)$	$d(i)$ nach der Überlagerung von Störungen im Empfänger
dB	logarithmische Einheit
$E\{x\}$	linearer Erwartungswert von x
$E\{x^2\}$	quadratischer Erwartungswert von x
erf	error function, Fehlerfunktion
erfc	komplementäre Fehlerfunktion
f	Frequenz, allgemein
f_c, f_c', f_c''	Trägerfrequenzen
f_N	Nyquist-Frequenz
f_T	Taktfrequenz
$f_{\dot{U}}$	Frequenz des Überabstasttaktes
f_{ZF}	Zwischenfrequenz
$G(f)$	Fourier-Transformierte des Elementarimpulses
$g(t)$	Elementarimpuls als Funktion der Zeit
$H(f)$	Übertragungsfunktion
Hz	Einheit der Frequenz
i	laufender Parameter für die Zeit
I	Leistung der Interferenzstörung
IER	Fehlerwahrscheinlichkeit der Inphase-Komponente
I_K	Verknüpfungsergebnis der Inphase-Komponente nach der differentiellen Vorverarbeitung im DVB-C-Encoder
i_{\max}	maximaler Wert des laufenden Parameters i
j	imaginäre Einheit, $+\sqrt{-1}$
k	laufender Parameter für die Zeit
k_x	k -Faktor mit der Ordnungszahl x
KKF_x	Kreuzkorrelationsfunktion oder Kreuzkorrelationsfolge nach Definition
KKF_x^E	Energie-Kreuzkorrelationsfunktion nach Definition
\overline{KKF}_x	mittlere Kreuzkorrelationsfunktion oder mittlere Kreuzkorrelationsfolge nach Definition
l	laufender Parameter für die Zeit
$LDS_x(f)$	spektrale Leistungsdichte von x
m	Anzahl der Bit pro Symbol
M	Anzahl der möglichen Symbolzustände eines m -wertigen Symbols
$MER_{(x)}$	Modulation Error Ratio (durch die Störung x hervorgerufen)
\underline{m}_x	erstes Moment der Elemente x , Gleichanteil des Prozesses (komplexwertig)
m_x	erstes Moment der Elemente x , Gleichanteil des Prozesses (reellwertig)
n	Ordnungszahl bei einer Reihenentwicklung
n_{\max}	Maximalwert der Ordnungszahl n
N_0	Rauschleistungsdichte

N_C	Rauschleistung innerhalb eines Übertragungskanals
N_i	empfängerinterne Rauschleistung
n_{\max}	obere Grenze von n
N_{PAL}	Leistung der durch das PAL-Bildsignal verursachten Störung
P	Auftrittswahrscheinlichkeit
Q_{ER}	Fehlerwahrscheinlichkeit der Quadratur-Komponente
Q_K	Verknüpfungsergebnis der Quadratur-Komponente nach der differentiellen Vorverarbeitung im DVB-C-Encoder
$\text{Re}\{\underline{x}\}$	Realteil von \underline{x}
$s(t)$	Signal als Funktion der Zeit (reellwertig)
$\underline{s}(t)$	Signal als Funktion der Zeit (komplexwertig)
$s'(t)$	$s(t)$ nach der Überlagerung von Störungen im Empfänger
S/N_Q	Signal-Quantisierungsrausch-Abstand
$\text{SER}_{(x)}$	Symbolfehlerwahrscheinlichkeit (durch die Störung x hervorgerufen)
t	Zeit, allgemein
T_S	Symboldauer
\underline{x}^*	konjugiert-komplexer Ausdruck zu \underline{x}
W	spektrale Gewichtungsfunktion
I_{K-1}	I_K , um einen Takt verzögert
Q_{K-1}	Q_K , um einen Takt verzögert
$\text{dB}\mu\text{V}$	dB, normiert auf 1 Mikrovolt
dBm	dB, normiert auf 1 Milliwatt
ld	Logarithmus dualis (zur Basis 2)
\log	Briggscher Logarithmus (zur Basis 10)
α	Roll-Off-Faktor
β	halber Differenzwinkel zwischen dem Winkel eines Kreissegmentes und 90°
χ	Winkel eines Kreissegmentes
δ	Dirac-Impuls (Ausblendfunktion)
$\delta \underline{d}$	Fehlervektor im Signalraum
Δ	Größe der Quantisierungsstufe
Δf	Frequenzdifferenz zur Trägerfrequenz
ΔMER_N	durch Kurzzeit-Reflexionen hervorgerufene Veränderung des MER_N
$\Delta \tau$	zeitkontinuierliche Verzögerung
$\varepsilon(t)$	zeitliche Schwankungen der Amplitude eines Oszillatorsignals
$\varphi(i)$	Fehlphasenwinkel als zeitdiskrete Funktion
$\varphi_{\Delta f}$	durch eine Frequenzdifferenz verursachte Phasendifferenz
φ_m	maximal zulässiger Störphasenwinkel
λ	zeitdiskrete Verschiebung
Λ_i	Länge der i -ten Verzögerungsleitung im (De)Interleaver
Θ	zusätzliche Phasendrehung des Echos
ρ	Dämpfung des Echos gegenüber dem Hauptsignal

σ_x^2	Varianz der Elemente x, Wechselleistung des Prozesses
Σ	Summe von Elementen
τ	zeitkontinuierliche Verschiebung
$\omega_c, \omega_c', \omega_c''$	Trägerkreisfrequenzen
\in	Element von
∞	unendlich großer Wert
$*$	Faltungsoperator
\underline{x}^*	zu \underline{x} konjugiert-komplexe Zahl
\oplus	Operator für eine „Exklusiv-oder“-Verknüpfung (Modulo-2-Addition)

Abkürzungen

1qKx	Bezeichnung des in den Netzebenen A und B verwendeten Kabeltyps
1nKx	Bezeichnung des in der Netzebene C verwendeten Kabeltyps
1iKx	Bezeichnung des in der Netzebene D verwendeten Kabeltyps
ABVr	A/B-Verstärker
ADU	Analog-Digital-Umsetzer
AFC	Automatic Frequency Control
AGC	Automatic Gain Control
AKF	AutoKorrelationsFunktion, AutoKorrelationsFolge
ARD	Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWGN	Additive White Gaussian Noise
bBKVrSt	benutzerseitige BK-VerstärkerStelle
BER	Bit-Error Rate, Bitfehlerwahrscheinlichkeit
BK-Netz	BreitbandKommunikationsNetz
BMBF	Bundesministerium für Bildung, Forschung und Technologie
BP	Bandpaß
BVr	B-Verstärker
C/I	Carrier-to-Interference ratio, trägerfrequenter Signal-Interferenz-Abstand
C/N	Carrier-to-Noise ratio, trägerfrequenter Signal-Rausch-Abstand
CATV	Community Antenna TeleVision
CENELEC	Comité Européen de Normalisation ELECtrotechnique
CSO(A)	Composite Second Order(-Abstand)
CTB(A)	Composite Triple Beat(-Abstand)

CVr	C-Verstärker
D	Signaldynamik
DAU	Digital-Analog-Umsetzer
DAVIC	Digital Audio-Visual Council
DC	Direct Current, Gleichstrom, Gleichanteil
DFPLL	Decision Feedback Phase-Locked Loop
DSR	Digitaler SatellitenRundfunk
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-C	Digital Video Broadcasting - Cable
DVB-MC	Digital Video Broadcasting - Microwave Cable based
DVB-RCC	Digital Video Broadcasting - Return Channel for Cable
DVB-S	Digital Video Broadcasting - Satellite
END	Equivalent Noise Degradation
EPROM	Erasable Programmable Read Only Memory
ESB	Erweiterter SonderkanalBereich
ETR	European Telecommunication Report
ETS	European Telecommunication Standard
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FIFO	First-in-First-out, Baustein für eine Verzögerungsleitung
HEX	HEXadezimal
^H DTV _T	Hierarchical Digital TeleVision Transmission
HF	HochFrequenz
I	Inphase-Komponente
IB	In-Band
IC	Integrated Circuit, integrierte Schaltung
IEC	International Electrotechnical Commission
IER	Inphase component Error Rate, Fehlerwahrscheinlichkeit der Inphase-Komponente
ISO	International Standardization Organization
ITU	International Telecommunications Union
KKF	KreuzKorrelationsFunktion, KreuzKorrelationsFolge
KS	Kreissegment
LDS	LeistungsDichteSpektrum

MER	Modulation Error Ratio, nach der Abtastung im Signalraum gemessener Signal-Stör-Abstand
Mio	Million
MMDS	Microwave Multipoint Distribution System
MPEG	Moving Pictures Experts Group
MSB	Most Significant Bit
NE	NetzEbene
OFW	OberFlächenWellen
OOB	Out-of-Band
OSI	Open Systems Interconnection
PAL	Phase Alternation Line, analoges Farbfernsehsystem
PJ	Phase Jitter, Phasenrauschen
PLL	Phase-Locked Loop, Phasenregelschleife
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
Q	Quadratur-Komponente
QAM	Quadratur-AmplitudenModulation
QEF	Quasi Error-Free
QER	Quadrature component Error Rate, Fehlerwahrscheinlichkeit der Quadratur-Komponente
RMS	Root Mean Square, Effektivwert einer Größe
RS	Reed-Solomon
S/N	Signal-to-Noise ratio, Signal-Rausch-Abstand
SER	Symbol Error Rate, Symbolfehlerwahrscheinlichkeit
SMATV	Satellite Master Antenna TeleVision
S/N _Q	Signal-Quantisierungsrausch-Abstand
TP	Tiefpaß
TV	TeleVision
üBKVrSt	übergeordnete BK-VerstärkerStelle
UKW	UltraKurzWelle
VrP	VerstärkerPunkt
ZF	ZwischenFrequenz

Literaturverzeichnis

- [ANGA] TV-Kabelnetze: Zukunftssicherheit durch Ausbau zu interaktiven Breitbandnetzen. Empfehlungen des Forums ANGA - ZVEI, September 1996
- [ANN] Ann, U.; Rabe, R.; Stamm, C.; Steffens, K.-H.: Analyse von Spektralanteilen analoger und digitaler TV-Signale. Abschlußbericht des Instituts für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig für das BAPT, Braunschweig, April 1994
- [BENVEN] Benveniste, A; Goursat, M.: Blind equalizers. IEEE Transactions on Communications, vol. COM-32, no. 8, S. 871 - 883, August 1984
- [BOCK] Bock, R.: Symboltakt-Rückgewinnung durch Quadrieren des Zwischenfrequenz-Signals. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.263], Februar 1996
- [BOSCH] Bosch-Prospekt: Breitbandkommunikationstechnik
- [BRONST] Bronstein, I.N.; Semendjajew, K.A.: Taschenbuch der Mathematik. 21. Auflage, Harri Deutsch, Thun, 1984
- [BUOLI] Buoli, C.; Taverna, M.; Ternau, W.; Todero, F.: Error probability evaluation in the presence of microwave oscillator phase noise. ETT, vol. 2, no. 6, S. 743 - 749, November 1991
- [CATTER] Cattermole, K.W.; O'Reilly, J.J. (Hrsg.): Rauschen und Stochastik in der Nachrichtentechnik. Reihe: Informationstechnologie, VCH, Weinheim, 1988
- [CCITT] Error performance measuring equipment for digital systems at primary bit rate and above. CCITT recommendation 0.171, Genf, 1976
- [CHEN] Chen, S.-P.; Beyer, S.; Böcher, A.; Leichert, D.; Kraudi-Homann, A.: Intermodulationsstörungen in Breitband-CATV-Verteilnetzen. Nachrichtentechnische Zeitschrift, Bd. 48, H. 2, 1995
- [CLARK] Clark, G.C.; Cain, J.B.: Error-correction coding for digital communications. Plenum Press, New York, 1988
- [CRUTZ] Crutziger, M.: Entwicklung eines Meßschnittstellenadapters und Messungen von Übertragungsfehlern an einem DVB-C-Empfänger. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.296], März 1997

- [DAFFARA] Daffara, F.: Model of tuner phase noise in digital simulations. Dokument aus dem dTTb-Projekt mit der Dokumentennummer: dTTb/WP3.3/LEP/31, 13. Oktober 1993
- [DAMBACH] Dambacher, P.: Digitale Technik für den Fernsehrundfunk - Systemtechnik des DVB-T vom Studio bis zum Empfänger. Springer, Berlin, Heidelberg, New York, ..., 1997
- [DAVIC] DAVIC 1.2 Specification part 08: Lower layer protocols and physical interfaces. Revision 4.2, Digital Audio-Visual Council, Genf, 1997
- [DIKKAN] Dikkanat, E.: Entwicklung und Aufbau einer Schaltung für die digitale Vorverarbeitung in einem QAM-Modulator nach ETS 300 429. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.246], Oktober 1995
- [DLM] Pressemitteilung 13/97 der Direktorenkonferenz der Landesmedienanstalten, Ludwigshafen, 27. Juni 1997
- [DTAG1] Übersichtsinformation T-MediaNet. Deutsche Telekom AG, Bonn, Stand: 31.12.1997
- [DTAG2] Technische Lieferbedingungen für QAM-Modulationseinrichtungen - TL 5820-3080. Deutsche Telekom AG, Stand: 2.4.1996
- [DTB] Teichner, D.; Herpel, C.; Schröder, E.F.; Spille, J.; Riemann, U.: Der MPEG-2-Standard - Generische Codierung für Bewegtbilder und zugehörige Audio-Information. Fernseh- und Kino-Technik, Nr. 4 - 9, 48. Jahrgang, 1994
- [DUONG] Duong, K. N.: Entwicklung und Realisierung eines Reed-Solomon-Decoders. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.243], November 1995
- [ELSNER] Elsner, R.: Nachrichtentheorie. Band 2: Der Übertragungskanal. Teubner, Stuttgart, 1977
- [EN083] Kabelverteilsysteme für Fernseh-, Tonrundfunk- und interaktive Multimedia-Signale, Teile 1 - 9. Europäische Norm prEN 50083 (Deutsche Fassung), Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC), Brüssel, Januar 1996
- [ETR290] Digital Video Broadcasting (DVB); measurement guidelines for DVB systems. European Technical Report ETR 290, European Telecommunications Standards Institute ETSI, Sophia Antipolis, August 1996
- [ETS401] Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. European Telecommunication Standard ETS 300 401, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Sophia Antipolis, Mai 1997

- [ETS421] Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services. European Telecommunication Standard ETS 300 421, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Sophia Antipolis, August 1997
- [ETS429] Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for cable systems. European Telecommunication Standard ETS 300 429, European Telecommunications Standards Institute ETSI, Sophia Antipolis, August 1997
- [ETS429r1] Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for cable systems. Draft European Telecommunication Standard pr ETS 300 429, European Telecommunications Standards Institute ETSI, Sophia Antipolis, November 1997
- [ETS744] Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. Draft European Telecommunication Standard pr ETS 300 744, European Telecommunications Standards Institute ETSI, Sophia Antipolis, März 1997
- [ETS749] Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for MMDS below 10 GHz. European Telecommunication Standard ETS 300 749, European Telecommunications Standards Institute ETSI, Sophia Antipolis, August 1997
- [ETS800] Digital Video Broadcasting (DVB); DVB interaction channel for cable TV distribution systems (CATV). European Telecommunication Standard pr ETS 300 800, European Telecommunications Standards Institute ETSI, Sophia Antipolis, Juni 1996
- [EURO] Richtlinie 95/47/EG des Europäischen Parlaments und des Rates der Europäischen Union vom 24. Oktober 1995 über die Anwendung von Normen für die Übertragung von Fernsehsignalen. Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaft Nr. L-281/51, 23.11.1995
- [EVAIN] Evain, J.-P.; Jezequel, P.-Y.; Kamassi, M.; Louin, P.: Measurement and modelling of the intermodulation distortion in CATV transmission systems by 2nd and 3rd order wobulation: Description of an „Enhanced three generators method“ for the determination of nonlinear systems' volterra kernels. 18th International Television Symposium and Technical Exhibition, Montreux, Cable TV Sessions, 1993
- [FLIEGE] Fliege, N.: Systemtheorie. Teubner, Stuttgart, 1991
- [FORNEY] Forney, G.D.: Burst-correcting codes for the classic bursty channel. IEEE Transactions on Communications Technology, vol. COM-19, no. 5, S. 772 - 781, Oktober 1971

- [FREYER] Freyer, U.: DAB - Digitaler Hörfunk. Verlag Technik, Berlin 1997.
- [FTZ1] FTZ-Richtlinie 15 TR 4: Bezugskette für die Übertragung von Fernseh- und Tonrundfunksignalen im nationalen Breitbandkommunikations-(BK)-Verteilnetz. Deutsche Bundespost Telekom, Forschungs- und Technologiezentrum, Darmstadt, Februar 1994
- [FTZ2] FTZ-Richtlinie 1R8-15: Bedingungen und Empfehlungen für den Anschluß privater Breitband / Rundfunk-Empfangsantennenanlagen. Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt, Dezember 1985
- [FUBA1] Dokumentation zum Kabelfernsehen. Das Band, Hauszeitschrift der Firma Fuba, Ausgabe 2, S. 10 - 12, Bad Salzdetfurth, 1972
- [FUBA2] Fuba-Prospekt: Bk-450-Verstärkerpunkt
- [GÄDEKEN] Gädeken, G.: Entwicklung eines flexibel einsetzbaren FIR-Filters und Optimierung der Filterimpulsantwort für den Einsatz bei einer digitalen Übertragung. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.244], Dezember 1995
- [GAUSS1] Gauss, C. F.: Theoria combinationis observationum erroribus minimis obnoxiae. Pars prior. Commentationes societatis regiae scientiarum Gottingensis recentiores. Vol. v, Göttingen 1823. Gesammelte Werke Bd. iv, S. 1 - 26
- [GAUSS2] Gauss, C.F.: Theorie der den kleinsten Fehlern unterworfenen Combination der Beobachtungen. In: Boersch, A.; Simon, P. (Hrsg.): Abhandlungen zur Methode der kleinsten Quadrate. Stankiewicz Buchdruckerei, Berlin 1887, S. 1 - 27
- [GHOSH] Ghosh, M.: Analysis of the effect of impulse noise on multicarrier and single carrier QAM systems. IEEE Transactions on Communications, vol. 44, no. 2, Februar 1996
- [GOEDE] Goedecke, M.: Entwicklung und Analyse eines digitalen Quadratur-Amplituden-Modems mit analoger ZF-Schnittstelle. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.261], Februar 1996
- [GROTE] Grote, H.: Untersuchungen von Intermodulationen im 450-MHz-BK-Netz. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.230], Februar 1995
- [HERREN] Herrenkind, M.: Aufbau und Analyse eines typischen BK-Netz-Hardware-Simulators. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.231], Februar 1995
- [HO] Ho, E.Y.; Yeh, Y.S.: A new approach for evaluating the error probability in the presence of intersymbol interference and additive Gaussian noise, Bell System Technical Journal, vol. 49, no. 9, S. 2249 - 2265, November 1970

- [ISO13818] Information technology - generic coding of moving pictures and associated audio. ISO/IEC International Standard IS 13818, November 1994
- [JAEGER1] Jaeger, D.: Übertragung breitbandiger Digitalsignale im BK-Netz - Simulation und Hardware-Realisierung. ITG-Fachbericht 136, Multimedia: Anwendungen, Technologie, Systeme, 6. Dortmunder Fernsehseminar, VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, 1995
- [JAEGER2] Jaeger, D.: DVB Return Channel for Cable (DVB-RCC): Übertragung von interaktiven Diensten in BK-Netzen. Fernseh- und Kino-Technik, 51. Jahrgang Nr. 5, S. 229 - 239, Mai 1997
- [JAEGER3] Jaeger, D.; Verse, A.: „Signalverarbeitung für Satellitenempfang und Kabelnetze“. Teilvorhaben aus dem Verbundprojekt: Hierarchische digitale Fernsehübertragung (HDTV_T). Abschlußbericht über die Arbeiten am BMBF-geförderten Vorhaben: IT - KT - 01 BK 303 / 5, Technische Informationsbibliothek der Universität Hannover, Braunschweig, 29.2.1996
- [JAEGER4] Jaeger, D.: Analyse der Leistungsmerkmale von Endgeräten bei einer digitalen Übertragung in Kabelnetzen. ITG-Fachbericht 144, Multimedia: Anwendungen, Technologie, Systeme, 7. Dortmunder Fernsehseminar, VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, 1997
- [JENSCH] Jensch, T.: Entwicklung und Realisierung eines Sync-Byte-Detektors für mehrstufige Digitalsignale. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.239], Juli 1995
- [JOHANN] Johann, J.: Modulationsverfahren. Aus der Reihe: Nachrichtentechnik, Bd. 22, Springer, Berlin, Heidelberg, New York, ..., 1992
- [KAMMEY] Kammeyer, K.D.: Nachrichtenübertragung. Teubner, Stuttgart, 1992
- [KENTER] Kenter, H. (Hrsg.): Ton- und Fernseh-Übertragungstechnik und Technik leitergebundener BK-Anlagen. V. Decker, Heidelberg, 1988
- [KNOLL] Knoll, A.: Der MPEG-2-Standard zur digitalen Codierung von Fernsehsignalen. Der Fernmelde-Ingenieur, 47. Jahrgang, Heft 7, Juli 1993
- [KORN] Korn, I.: Digital communications. Van Nostrand Reinhold, New York, 1985
- [LAUTER] Lauterbach, T.: Digital Audio Broadcasting: Grundlagen, Anwendungen und Einführung von DAB. Franzis, Feldkirchen 1998
- [LEE] Lee, E.A.; Messerschmitt, D.G.: Digital communication. Second Edition. Kluwer, Boston, Dordrecht, London, 1994
- [LESLIE] Leslie, A.B.: Understanding Middleton's canonical formula for Class A noise. IEEE transaction on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-23, no. 4, November 1981

- [LEVY] Levy, Y.: DVB/DAVIC specification for communication on cable. International Television Symposium, Symposium Record: Cable, Satellite & Terrestrial Sessions, S. 81 - 87, Montreux, 12. - 17. Juni 1997
- [LSI] LSI Logic: Reed-Solomon Encoder/Decoder Technical Manual, First Edition, Dezember 1993
- [LU] Lu, X.; Bodeep, G.E.; Darcie, T.E.: Clipping-induced impulse noise and its effect on Bit-error performance in AM-VSB/64QAM hybrid lightwave systems. IEEE Photonics Technology Letters, vol. 6, no. 7, Juli 1994
- [LÜKE] Lüke, H.D.: Signalübertragung. 4. Auflage, Springer, Berlin, Heidelberg, New York, ..., 1990
- [MAEDA] Maeda, K.; Nakata, H.; Fujito, K.: Analysis of BER of 16QAM signal in AM/16QAM hybrid optical transmission system. Electronics Letters, vol. 29, no. 7, April 1993
- [MAQUSI] Maqusi, M.: Analysis and modeling of intermodulation distortion wide-band Cable TV channels. IEEE Transactions on Communications, vol. COM-35, no. 5, S. 568 - 572, Mai 1987
- [MÄUSL] Mäusl, R.: Digitale Modulationsverfahren. 3. bearb. Aufl., Hüthig, Heidelberg, 1991
- [MIDDLE] Middleton, D.: Procedures for determining the parameters of the first order canonical models of Class A and Class B electromagnetic interference. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-21, no. 3, S. 190 - 208, August 1979
- [MORGEN] Morgenstern, G.: Zur Berechnung der spektralen Leistungsdichte von digitalen Basisband-Signalen. Der Fernmelde-Ingenieur, 33. Jahrgang, Heft 12, Dezember 1979, S. 1 - 39
- [MUSCHAL1] Muschallik, C.: Measuring issues in consumer receivers. Proceedings of the EBU/IAB technical seminar: Made to Measure - Digital television 96, Montreux, 6. - 8. November 1996
- [MUSCHAL2] Muschallik, C.: Der Einfluß von Phasenrauschen in nachrichtentechnischen Systemen. Seminar an der Technischen Universität Braunschweig, 5.5.1997
- [NARAYA] Narayanan, S.: Application of volterra series to intermodulation distortion analysis of transistor feedback amplifiers. IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-17, no. 4, November 1970
- [NEUMANN] Neumann, M.: Trägerregelung bei einer QAM-Signalübertragung - Simulation und Hardwarerealisierung. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.245], November 1995

- [NYQUIST] Nyquist, H.: Certain Topics in Telegraph Transmission Theory, Transactions AIEE, vol. 47, S. 617 - 644, Februar 1928
- [PHAM] Pham, K.; Conradi, J.; Cormack, G.; Thomas, B.; Anderson, C.W.: Impact of noise and nonlinear distortion due to clipping on the BER performance of a 64-QAM signal in a hybrid AM-VSB/QAM optical fiber transmission system. IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 13, no. 11, November 1995
- [PHILIPPS] Philipps, H.: Entwicklung einer Basisbandschnittstelle für einen QAM-Modulator. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.274], Juli 1996
- [PHILIPS] Philips-Prospekte: BK 450 (Bd. 1 - 4)
- [PROAKIS] Proakis, J.G.: Digital communications. Second Edition. McGraw-Hill, New York, ..., 1989
- [REED] Reed, S.; Solomon, G.: Polynomial codes over certain finite fields. Journal of the society for industrial and applied mathematics, vol. 8, no. 2, S. 300 - 304, Juni 1960
- [REIMERS1] Reimers, U. (Hrsg.): Digitale Fernsehtechnik - Datenkompression und Übertragung für DVB. 2. Auflage, Springer, Berlin, Heidelberg, New York, ..., 1997
- [REIMERS2] Reimers, U.: The European Project on Digital Video Broadcasting - achievements and current status. International Broadcasting Convention, Proceedings, S. 550 - 556, Amsterdam 1994
- [REIMERS3] Reimers, U.: Digitales Fernsehen - ein Entwicklungsbericht. Fernseh- und Kino-Technik, 50. Jahrgang, Nr. 4, S. 145 - 152, 1996
- [SABBAN1] Sabban, M.: Untersuchungen von Intermodulationsstörungen zwischen DVB-C-Signalen. Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [Dipl. 90.303], Juli 1997
- [SABBAN2] Sabban, M.: Aufbau eines Faltungs-Interleavers/-Deinterleavers. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.234], März 1995
- [SCHAAF] Schaaf C.: Digital delivery by cable. IEE Symposium on "Emerging Broadcast Technology", Cambridge, 15. - 17. Juli 1994
- [SCHEMII] Schemion, D.: Phasenrauschen in Mikrowellentransistoroszillatoren zwischen 4,2 K und 300 K. Diplomarbeit in Physik am Institut für Festkörperphysik des Forschungszentrums Jülich, TH Aachen, September 1997
- [SCHÖNFD1] Schönfelder, H. (Hrsg.): Digitale Filter in der Videotechnik. Drei-R-Verlag, Berlin, 1988
- [SCHÖNFD2] Schönfelder, H.: Fernsehtechnik, Teil 2. V. Liebig, Darmstadt, 1973

- [SCHÖNFD3] Schönfelder, H.: Fernsehtechnik im Wandel. Technologische Fortschritte verändern die Welt. Springer, Berlin, Heidelberg, 1996
- [SCHRÖD] Schröder, C.: Entwicklung und Aufbau einer Schaltung zur MPEG-Sync-Byte-Invertierung (Sync 1 inversion) und zur Energieverwürfelung (randomization). Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.216], Oktober 1994
- [SCHWERD] Schwerdtfeger, T.: Untersuchungen von Phasenrauschen bei einer DVB-C-Übertragung. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.320], Dezember 1997
- [SHANNON] Shannon, C.E.: The mathematical theory of communication. Bell System Technical Journal, vol. 27, no. 3, S. 379 - 423, Juli 1948 und S. 623 - 656, Oktober 1948
- [STEFFEN] Steffen, H.-J.: Entwicklung einer Ausgangsschnittstelle für einen QAM-Demodulator. Studienarbeit am Institut für Nachrichtentechnik der TU Braunschweig, [St. 90.296], März 1997
- [STEKLE] Stekle, H.: Breitbandverteilnetz der Deutschen Bundespost. Taschenbuch Telekommunikation, v. Decker, Heidelberg, 1985
- [STENGER] Stenger, L.: Das Systemkonzept für die Übertragung digitaler Fernsehsignale im Kabel. Tagungsband, 16. Jahrestagung der FK TG, S. 67 - 80, 16. - 20. Mai 1994
- [SWEENEY] Sweeney, P.: Codierung zur Fehlererkennung und Fehlerkorrektur. Hanser, München-Wien / Prentice Hall, London, 1992
- [URBANA] „Prognose 2010“: Kabelanschluß gewinnt weiter an Bedeutung. Prognose des Prognos-Instituts (Basel), erschienen in: Immobilie & Medientechnik, Informationsheft der Urbana Telekommunikation, Nr. 3, 1996
- [WALLS] Walls, F.L.; Allan, D.W.: Measurements of frequency stability. Proceedings of the IEEE, vol. 74, no. 1, S. 162 - 168, Januar 1986
- [WGDTB] The Working Group on Digital Television Broadcasting (WGDTB): Report to the European Launching Group on the prospects for digital terrestrial television. WGDTB 1063, Genf, November 1992
- [WIDMAN] Widmann, B.: Digitale Text- und Bildübertragung in Kabelfernsehtetzen. Dissertation der Fakultät Elektrotechnik der Universität Stuttgart, 1991

ISBN 3-00-003626-1